l'Europea l'Americana

(valvole al piú avanzato livello tecnologico)

FIVRE lascia a voi la scelta

40 anni di esperienza e l'altissimo livello tecnologico nei processi di lavorazione garantiscono tutta la nostra produzione. Cinescopi per televisione. Valvole riceventi. Valvole trasmittenti e industriali. Linee di ritardo per televisione a colori. Componenti avvolti per televisione in bianco e nero e a colori. Quarzi per basse e alte frequenze. Unità di deflessione per Vidicon. Tubi a catodo cavo. Interruttori sotto vuoto. Microcircuiti ibridi a film spesso.

Fivre Divisione Elettronica della El MAGNETI MARELLI - 27100 PAVIA - Via Fabio Filzi 1 - tel. 31144/5 - 26781 Telegrammi: CATODO - PAVIA

FIVRE E' QUALITA' TECNOLOGICA

è
in edicola
Sperimentare
la rivista che
hobbisti, cb
e studenti
volevano!
in questo
numero
Giocattoli elettronici
Comando sincrono per flash
Ricevitore CB 27 MHz
Contagiri elettronico...
...e tanti altri "superprogetti„
a sole
L. 500

CAMPAGNA 1975

6 vantaggiose proposte

PROPOSTA «A»

Abbonamento 1975 a "Sperimentare„

L. 5.000 anziché L. ~~6.000~~

+1 dono [1] Carta di sconto GBC 1975

PROPOSTA «B»

Abbonamento 1975 a "Selezione Radio-TV„

L. 10.000 anziché L. ~~12.000~~

+4 doni [1] Carta di sconto GBC 1975 [2] Volume componenti elettronici (pagg. 190 - L. 2.800) [3] Volume semiconduttori e valvole (pagg. 148 - L. 2.800) [4] Indice annata 1974 di Sperimentare-Selezione Radio-TV (L. 1.000)

PROPOSTA «C»

Abbonamento 1975 a "Elettronica Oggi„

L. 15.000 anziché L. ~~18.000~~

+4 doni [1] Carta di sconto GBC 1975 [2] Volume componenti elettronici (pagg. 190 - L. 2.800) [3] Abbonamento alla rivista mensile «Attualità Elettroniche» [4] Indice annata 1974 di Elettronica Oggi (L. 1.000).

Attenzione!

QUESTE PROPOSTE SONO VALIDE SOLO FINO AL 20-12-1974

DOPO TALE TERMINE SARA' ANCORA POSSIBILE SOTTOSCRIVERE ABBONAMENTI USUFRUENDO DELLE TARIFFE PARTICOLARI MA SI PERDERA' IL DIRITTO AI DONI

ABBONAMENTI

per 3 riviste di elettronica

PROPOSTA «D»

Abbonamento 1975 a "Sperimentare" + "Selezione Radio-TV"

L. 14.500 anziché L. ~~18.000~~

+ 4 doni [1] Carta di sconto GBC 1975 [2] Volume componenti elettronici (pagg. 190 - L. 2.800) [3] Volume semiconduttori e valvole (pagg. 148 - L. 2.800) [4] Indice annata 1974 di Sperimentare-Selezione Radio-TV (L. 1.000).

PROPOSTA «E»

Abbonamento 1975 a "Selezione Radio-TV" + "Elettronica Oggi"

L. 24.000 anziché L. ~~30.000~~

+ 6 doni [1] Carta di sconto GBC 1975 [2] Volume componenti elettronici (pagg. 190 - L. 2.800) [3] Volume semiconduttori e valvole (pagg. 148 - L. 2.800) [4] Abbonamento alla rivista mensile «Attualità Elettroniche» [5] Indice annata 1974 di Sperimentare-Selezione Radio-TV (L. 1.000) [6] Indice 1974 di Elettronica Oggi (L. 1.000).

PROPOSTA «F»

Abbonamento 1975 a "Sperimentare" + "Selezione Radio-TV" + "Elettronica Oggi"

L. 28.000 anziché L. ~~36.000~~

+ 6 doni [1] Carta di sconto GBC 1975 [2] Volume componenti elettronici (pagg. 190 - L. 2.800) [3] Volume semiconduttori e valvole (pagg. 148 - L. 2.800) [4] Abbonamento alla rivista mensile «Attualità Elettroniche» [5] Indice annata 1974 di Sperimentare-Selezione Radio-TV (L. 1.000) [6] Indice 1974 di Elettronica Oggi (L. 1.000).

...e se volete ancora di più

Direttore Responsabile: **RUBEN CASTELFRANCHI**
Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Editore: **J.C.E.** — **Novembre 1974**

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

INSERZIONISTI:

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason - Giuseppe Contardi
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli - Domenico Serafini
Franco Simonini - Gloriano Rossi
Mauro Ceri - Arturo Recla
Gianfranco Liuzzi

Rivista mensile di tecnica elettronica, alta fedeltà e radiocomunicazioni

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239
del 17-11-73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.000
Numero arretrato L. 2.000
Abbonamento annuo L. 10.000
Per l'Estero L. 14.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

Un calcolatore elettronico costruito completamente da Voi

Display: 11 cifre, colore verde: h = mm. 9

Regolazione luminosità del display

Operazioni: 4 operazioni, calcoli semplici e in catena, calcoli algebrici, calcoli degli interessi e sconti, reciproci, calcoli misti vari, calcoli IVA

Fattore costante

Punto decimale: flottante o fisso (0 - 2 - 4)

Segnalazione superamento capacità (overflow-underflow)

Tecnologia: impiego di un circuito MOS - LSI

Alimentazione: 220 V. c. a., 50/60 Hz, 2,5 W

Dimensioni: mm. 150x220x78

Peso: gr. 755

Noi Vi diamo tutta l'esperienza e l'assistenza necessaria per realizzare un apparecchio di alte prestazioni ed elevato grado professionale.

Un libro estremamente chiaro e corredato di tutti gli schemi, Vi metterà in grado di conoscere perfettamente tutta la teoria del calcolatore e tutte le fasi costruttive, fino al collaudo.

ORDINE D'ACQUISTO

Vi prego di spedirmi n° .... Scatole di montaggio calcolatore elettronico con relativa pubblicazione tecnica al prezzo di L. 59.000 cad. (I.V.A. compresa) più spese postali.

☐ **in contrassegno**

☐ **mediante versamento immediato di L. 59.000 (spedizione gratuita) sul nostro conto corrente postale n° 5/28297**

(fare una crocetta sulla casella corrispondente alla forma di pagamento scelta)

Cognome ....

Nome ....

Via .... **N°** ....

Cap. .... **Città** ....

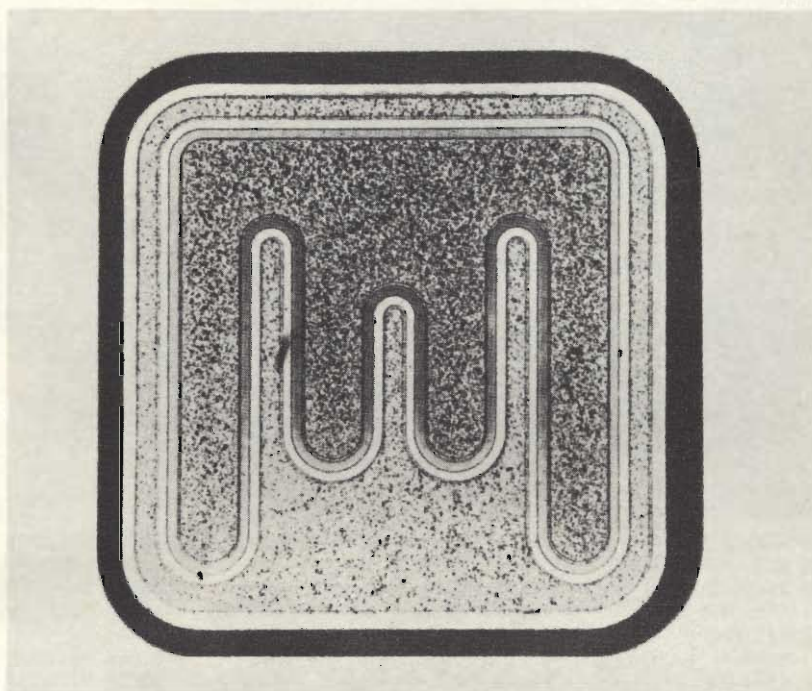
Prov. ....

Firma ....

Staccare e spedire a: TESAK s.p.a.

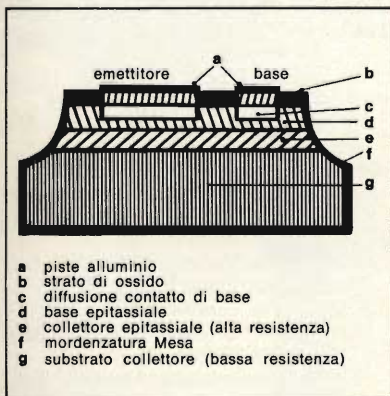
50126 FIRENZE - Viale Donato Giannotti, 79

Tel. 684296/686476/687006 - Telex ELF 57005

Transistori di potenza al silicio con base epitassiale

Sono stati recentemente introdotti sul mercato i transistori di potenza al silicio con base « epitassiale ». Secondo questa nuova tecnica, la base sulla quale verrà poi diffuso, in una fase successiva l'emettitore viene fatta crescere sul substrato (collettore) impiegando il processo epitassiale. Questo processo può essere facilmente tenuto sotto controllo e può essere usato per la produzione sia di transistori NPN che di transistori PNP.
I transistori di potenza con base epitassiale avendo tipi NPN e PNP elettricamente uguali consentono una notevole semplificazione nel progetto dei circuiti. Questi transistori sono particolarmente adatti ad essere impiegati negli amplificatori BF, nei circuiti di correzione, come transistori di potenza in serie negli alimentatori stabilizzati, come « interruttori » di potenza a bassa tensione di saturazione, come generatori di ultrasuoni, convertitori cc/cc (chopper), come pilota di lampade ed infine come servoamplificatori.

a piste alluminio
b strato di ossido
c diffusione contatto di base
d base epitassiale
e collettore epitassiale (alta resistenza)
f mordenzatura Mesa
g substrato collettore (bassa resistenza)

Dati tecnici principali dei nuovi transistori di potenza al silicio

NPN	PNP	Valori limite				Valori caratteristici		
		V_{CEO}(V)	I_C media(A)	I_C max(A)	P_{tot}(W)	β_{min}	con I_C (A)	
BD 233	BD 234	45						
BD 235	BD 236	60	2	6	25	25	1	TO-126
BD 237	BD 238	80						
BD 433	BD 434	22						
BD 435	BD 436	32	4	7	36	50	2	TO-126
BD 437	BD 438	45						
BD 201	BD 202	45	8	12	55	30	3	SOT-67
BD 203	BD 204	60						

Automazione industriale, apparecchiature scientifiche, ecologia ○ Componenti elettronici e strumenti di misura ○ Data systems ○ Sistemi audio-video ○ Sistemi di illuminazione ○ Sistemi medicali ○ Telecomunicazioni ○

PHILIPS s.p.a. - Sez. Elcoma - P.za IV Novembre, 3 - 20124 Milano - T. 6994

PUNTI DI VENDITA G.B.C. *italiana* IN ITALIA

CAP	Città	Indirizzo
92100	AGRIGENTO	- Via Empedocle, 81/83
00041	ALBANO LAZIALE	- Borgo Garibaldi, 286
15100	ALESSANDRIA	- Via Donizetti, 41
60100	ANCONA	- Via De Gasperi, 40
70031	ANDRIA	- Via Annunziata, 10
11100	AOSTA	- Via Adamello, 12
52100	AREZZO	- Via M. Da Caravaggio, 10-12-14
14100	ASTI	- C.so Savona, 281
83100	AVELLINO	- Via Circonvallazione, 24-28
70126	BARI	- Via Capruzzi, 192
36061	BASSANO D. G.	- Via Parolini Sterni, 36
32100	BELLUNO	- Via Bruno Mondin, 7
24100	BERGAMO	- Via Borgo Palazzo, 90
13051	BIELLA	- Via Rigola, 10/A
40128	BOLOGNA	- Via Lombardi, 43
40122	BOLOGNA	- Via Brugnoli, 1/A
39100	BOLZANO	- Via Napoli, 2
25100	BRESCIA	- Via Naviglio Grande, 62
72100	BRINDISI	- Via Saponea, 24
09100	CAGLIARI	- Via Dei Donoratico, 83/85
93100	CALTANISSETTA	- Via R. Settimo, 10
81100	CASERTA	- Via C. Colombo, 13
03043	CASSINO	- Via D'Annunzio, 65
21053	CASTELLANZA	- V.le Lombardia, 59
95128	CATANIA	- Via Torino, 13
71042	CERIGNOLA	- Via Aurelio Saffi, 7
20092	CINISELLO B.	- V.le Matteotti, 66
62012	CIVITANOVA M.	- Via G. Leopardi, 15
10093	COLLEGNO (TO)	- Via Cefalonia, 9
26100	CREMONA	- Via Del Vasto, 5
12100	CUNEO	- P.zza Libertà, 1/A
72015	FASANO	- Via Roma, 101
44100	FERRARA	- Via Beata Lucia Da Narni, 24
50134	FIRENZE	- Via G. Milanesi, 28/30
47100	FORLI'	- Via Salinatore, 47
03100	FROSINONE	- Via Marittima I, 109
21013	GALLARATE	- Via Torino, 8
16124	GENOVA	- P.zza J. Da Varagine, 7/8 R
16132	GENOVA	- Via Borgoratti, 23 I/R
16153	GENOVA	- Via Chiaravagna, 14/CD
34170	GORIZIA	- C.so Italia, 191/193
58100	GROSSETO	- Via Oberdan, 47
18100	IMPERIA	- Via Delbecchi - Pal. GBC
10015	IVREA	- C.so Vercelli, 53
19100	LA SPEZIA	- Via Fiume, 18
04100	LATINA	- Via C. Battisti, 56
73100	LECCE	- V.le Marche, 21 A-B-C-D
22053	LECCO	- Via Azzone Visconti, 9
57100	LIVORNO	- Via Della Madonna, 48
20075	LODI	- V.le Rimembranze, 36/B
62100	MACERATA	- Via Spalato, 126
46100	MANTOVA	- P.zza Arche, 8
98100	MESSINA	- P.zza Duomo, 15
30173	MESTRE	- Via Cà Rossa, 21/B
20124	MILANO	- Via Petrella, 6
20144	MILANO	- Via G. Cantoni, 7
41100	MODENA	- V.le Storchi, 13
70056	MOLFETTA	- Estramurale C.so Fornari, 133
12086	MONDOVI'	- Largo Gherbiana, 14
80141	NAPOLI	- Via C. Porzio, 10/A
00048	NETTUNO	- Via C. Cattaneo, 68
28100	NOVARA	- Baluardo Q. Sella, 32
15067	NOVI LIGURE	- Via Dei Mille, 31
35100	PADOVA	- Via Savonarola, 107
43100	PARMA	- Via E. Casa, 16
27100	PAVIA	- Via G. Franchi, 6
06100	PERUGIA	- Via Bonazzi, 57
61100	PESARO	- Via Verdi, 14
65100	PESCARA	- Via F. Guelfi, 74
29100	PIACENZA	- Via IV Novembre, 58/A
10064	PINEROLO	- Via Saluzzo, 53
56100	PISA	- Via Battelli, 43
51100	PISTOIA	- V.le Adua, 350
85100	POTENZA	- Via Mazzini, 72
50047	PRATO	- Via Emilio Boni
97100	RAGUSA	- Via Ing. Migliorisi, 27
48100	RAVENNA	- V.le Baracca, 56
89100	REGGIO CALABRIA	- Via Possidonea, 22/D
42100	REGGIO EMILIA	- V.le Isonzo, 14 A/C
02100	RIETI	- Via Degli Elci, 24
47037	RIMINI	- Via Paolo Veronese, 14/16
00137	ROMA	- Via Renato Fucini, 290
00152	ROMA	- Via Dei Quattro Venti, 152/F
45100	ROVIGO	- Via Tre Martiri, 3
63039	S. B. DEL TRONTO	- Via Luigi Ferri, 82
30027	S. DONA' DI PIAVE	- Via Jesolo, 15
18038	SAN REMO	- Via M. Della Libertà, 75/77
71016	SAN SEVERO	- Via Mazzini, 30
21047	SARONNO	- Via Varese, 150
07100	SASSARI	- Via Carlo Felice, 24
17100	SAVONA	- Via Scarpa, 13/R
53100	SIENA	- Via S. Martini, 21/C - 21/D
96100	SIRACUSA	- Via Mosco, 34
74100	TARANTO	- Via Principe Amedeo, 376
05100	TERNI	- Via Porta S. Angelo, 23
04019	TERRACINA	- P.zza Bruno Buozzi, 3
00019	TIVOLI	- Via Paladina, 42-50
10141	TORINO	- Via Pollenzo, 21
10152	TORINO	- Via Chivasso, 8/10
10125	TORINO	- Via Nizza, 34
10122	TORINO	- DAMIET s.r.l. - Via Perrone,
38100	TRENTO	- Via Madruzzo, 29
31100	TREVISO	- Via IV Novembre, 19
34127	TRIESTE	- Via Fabio Severo, 138
33100	UDINE	- Via Volturno, 80
21100	VARESE	- Via Verdi, 26
37100	VERONA	- Via Aurelio Saffi, 1
55049	VIAREGGIO	- Via A. Volta, 79
36100	VICENZA	- Via Monte Zovetto, 65
27029	VIGEVANO	- C.so Novara, 45

Registrare "in AMPEX„ ora anche con cassette e cartucce Stereo 8

Una gamma completa di cassette per ogni esigenza:

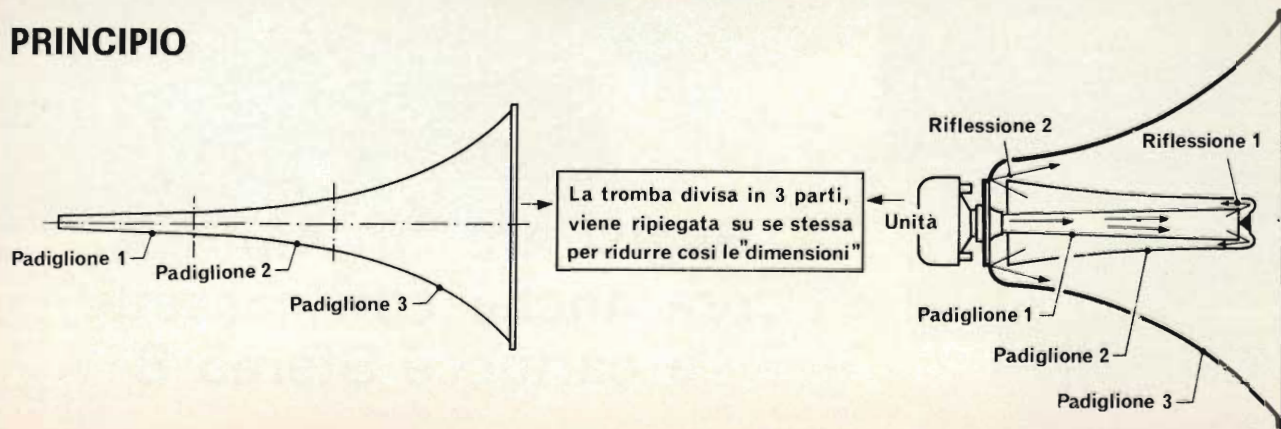
- **Cassette serie 350 (42/60/90/120 min.)**
  Particolarmente adatte per registrare la voce, per studiare, per ricordare. Le cassette sono contenute in una pratica confezione infrangibile a chiusura ermetica.
- **Cassette serie 370 (42/60/90/120 min.)**
  Low Noise - High Output
  Per la musica, per un ascolto di qualità, per conservare le "vostre" canzoni.
- **Cassette serie 364 (42/60/90/120 min.)**
  Studio Quality
  Per i più esigenti, per un ascolto realmente Hi-Fi garantito da un nuovo tipo di emulsione magnetica e da un nuovo concetto nella fabbricazione dei nastri per cassette. Le prestazioni sono superiori alle cassette al Biossido di Cromo, richiedendo soltanto un «buon» registratore, senza predisposizione alcuna.
- **Cassette serie 363 (60/90 min.)**
  Biossido di Cromo
  A completare la gamma delle cassette Ampex, anche il Biossido di Cromo, da usarsi su registratori predisposti.
- **Cartucce Stereo 8 serie 381 (42/64/84 min.)**
  Una serie di cartucce particolarmente adatte alla registrazione della musica, con una meccanica di alta qualità.

Naturalmente si può registrare in AMPEX anche su nastri magnetici in bobina aperta: richiedeteci i cataloghi con l'apposito tagliando; Vi risponderemo a stretto giro di posta.

AMPEX

Ampex Italiana S.p.A.
6, Via Turati - Milano
Tel. 651.541/2/3/4 Telex 35246
Telex: Ampexita 35246

Desidero ricevere:
☐ Catalogo illustrato
☐ Listini
Nome ....
....
Indirizzo ....
....

TROMBE ESPONENZIALI COMPLETE DI UNITÀ MAGNETODINAMICHE

Le trombe esponenziali BOUYER, grazie alle loro caratteristiche di rendimento e direttività, sono particolarmente adatte alla sonorizzazione in grandi spazi e dove necessiti una diffusione del parlato intelleggibile anche a notevole distanza.

RICHIEDETE CATALOGHI
A **GBC** ITALIANA
Viale Matteotti, 66
20092 CINISELLO B. (MI)

MOD.	POTENZA	IMPEDENZA	PRESSIONE ACUSTICA A 1 m.	ANGOLO DI IRRADIAZIONE	DIMENSIONI
520	25-35 W	16 Ω	107 dB	120°	480x460
521	25-35 W	16 Ω	104 dB	120°	250x275
522	25-35 W	16 Ω	105 dB	150°	555x235x465
523	25-35 W	16 Ω	102 dB	150°	290x135x300
524	8-12 W	16 Ω	100 dB	120°	210x205
525	25-35 W	16 Ω	104 dB	120°	250x335

* Tutte le trombe possono essere completate di trasformatore di linea e di calotta a tenuta stagna
** Sono disponibili: trombe per impieghi speciali con portata 10 km; trombe con trattamenti speciali per impieghi in marina; trombe con unità antideflagrante.

AMPLIFICATORI BF HI-FI DA 10 ÷ 50 W

a cura di S. BINI

L'articolo tratto dal libro «Transistor Audio and Radio Circuits», della Mullard, descrive alcuni amplificatori B.F. con potenze di uscita di 10 W, 15/20 W, 25 W, 35 W e 50 W. In un prossimo articolo saranno descritti due preamplificatori studiati appositamente per funzionare con i suddetti amplificatori.

Prima di descrivere i vari circuiti amplificatori oggetto di questo articolo, conviene chiarire il concetto di Hi-Fi.

Hi-Fi, come tutti certamente sanno, è una contrazione della parola inglese «high-fidelity», definizione applicata agli apparati di riproduzione sonora che danno una ricreazione realistica del suono originale. In pratica, un ascoltatore che riconosca in una riproduzione musicale le tipiche caratteristiche del suono originale è portato a definire Hi-Fi l'apparecchiatura che questa riproduzione ha consentito. Tuttavia potrebbe darsi che un altro ascoltatore, più smaliziato, non riconosca questa riproduzione come rispondente al suono originale.

A causa di questo elemento soggettivo, nel determinare cosa sia Hi-Fi, sono stati fatti dei tentativi per definire almeno le caratteristiche standard di ogni apparato. Al momento le norme standard più conosciute in Europa sono quelle stabilite dalla Deutscher Industrie Normenausschuss: DIN 45.500.

Queste norme standard stabiliscono dei limiti che devono essere fermamente rispettati da un'apparecchiatura che voglia essere definita ad alta fedeltà.

Per esempio:

— la risposta di frequenza dell'apparecchiatura deve essere ampia (40 Hz ÷ 16.000 Hz, ± 1,5 dB per un amplificatore di potenza);
— basso rumore (50 dB al di sotto di 100 mW per amplificatori con meno di 20 W di uscita);
— bassa distorsione (non superiore all'1% per amplificatori funzionanti a piena potenza a — 20 dB su un campo di frequenza compreso fra 40 e 12.500 Hz); e così via.

Parecchie raccomandazioni sono state fatte in alcuni casi come per i limiti di bilanciamento dei canali nei sistemi stereo, per il minimo utile di potenza di uscita, per le caratteristiche direzionali dei microfoni, per la stabilità della velocità meccanica «wow» e «flutter» dei piatti per giradischi e delle piastre di registrazione ed infine per le tolleranze degli ingressi equalizzati dei pick-up.

Le norme standard DIN vennero criticate da molti specialisti poiché insufficienti per determinare la vera qualità della riproduzione sonora.

Ciononostante rimane il fatto che in molti casi un considerevole numero di cosiddetti apparati Hi-Fi non rispetta queste norme.

E' molto importante che i componenti di un sistema audio siano di pari qualità. Si tenga presente che le prestazioni di un amplificatore di buona qualità saranno alterate dall'impiego di altoparlanti di qualità inferiore. Ancora, una notevole risposta ai toni bassi dell'amplificatore e degli altoparlanti può rivelare un forte «rumble» da parte di un giradischi scadente.

Gli schemi degli amplificatori descritti in questo articolo sono stati progettati da chi ha un'ottima pratica nel campo audio. Quindi non necessitano di alcuna modifica o elaborazione; questi schemi rappresentano, infatti, il miglior compromesso fra praticità e prestazioni.

CARATTERISTICHE TECNICHE DELL'AMPLIFICATORE DA 10 W

Potenza di uscita (con alimentazione a 30 V):	10 W RMS
Sensibilità a 10 W di uscita:	430 mV
Risposta in frequenza con 2 W di uscita (—3 dB):	20 ÷ 35.000 Hz
Resistenza d'ingresso:	90 kΩ
Distorsione a 10 W di uscita (vedi fig. 3):	< 0,1%
Corrente di riposo dei transistori di uscita:	15 mA

AMPLIFICATORE B.F. DA 10 W

Lo schema elettrico di questo amplificatore B.F. è illustrato in fig. 1.

Il circuito impiega una coppia di transistori di uscita complementari che consentono migliori prestazioni al complesso rispetto all'uso di un circuito quasi complementare abitualmente utilizzato negli amplificatori Hi-Fi in classe B.

L'ottima simmetria del circuito, inoltre, garantisce una bassissima distorsione, particolarmente nella regione crossover.

Descrizione del circuito

Il circuito comprende una coppia di transistori complementari tipo BD131/BD132 che consentono di ottenere una potenza di uscita di 10 W con un livello di distorsione inferiore all'1%. Viene anche utilizzata la nota configurazione a quattro transistori ad accoppiamento diretto, ma è pure incluso un transistore, TR3, per la stabilizzazione della corrente di riposo dei transistori di uscita. Il potenziometro semifisso R1 regola la tensione di centro per una tosatura simmetrica.

ELENCO DEI COMPONENTI DELL'AMPLIFICATORE AUDIO DA 10 W

TR1	: transistore BC158
TR2	: transistore BD131
TR3	: transistore BC148 o BC108
TR4 TR5	: transistori accoppiati BD131 e BD132
1	: raddrizzatore a ponte BY164
R1	: potenziometro semifisso da 50 kΩ
R2	: resistore da 120 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R3	: resistore da 100 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R4	: resistore da 22 Ω - 0,3 W - ± 5%
R5	: resistore da 10 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R6	: resistore da 470 Ω - 0,3 W - ± 5%
R7	: resistore da 470 Ω - 0,3 W - ± 5%
R8	: potenziometro semifisso da 100 Ω
R9	: resistore da 100 Ω - 2 W - ± 5%
R10	: resistore da 270 Ω - 1 W - ± 5%
R11	: resistore da 10 Ω - 0,3 W - ± 5%
R12	: resistore da 0,5 Ω - 1 W - ± 5%
R13	: resistore da 0,5 Ω - 1 W - ± 5%
R14	: resistore da 10 Ω - 0,3 W - ± 5%
C1	: condensatore elettrolitico da 25 μF - 25 V
C2	: condensatore elettrolitico da 16 μF - 40 V
C3	: condensatore elettrolitico da 400 μF - 25 V
C4	: condensatore poliestere da 10 nF
C5	: condensatore poliestere da 220 nF
C6	: condensatore poliestere da 1 nF
C7	: condensatore elettrolitico da 160 μF - 25 V
C8	: condensatore poliestere da 47 nF
C9	: condensatore elettrolitico da 1250 μF - 25 V
C10	: condensatore elettrolitico da 2500 μF - 40 V
1	: trasformatore di alimentazione (vedi figura 2) primario 220 V - secondario 25 V

NOTA: La dissipazione del transistore pilota può raggiungere i 2 W e, quindi, è necessario un dissipatore in alluminio di 16 cm² con uno spessore di 1,5 mm. Ad ogni transistore di uscita dovrebbe essere aggiunto un dissipatore in alluminio di 15 cm² con uno spessore di 1,5 mm.

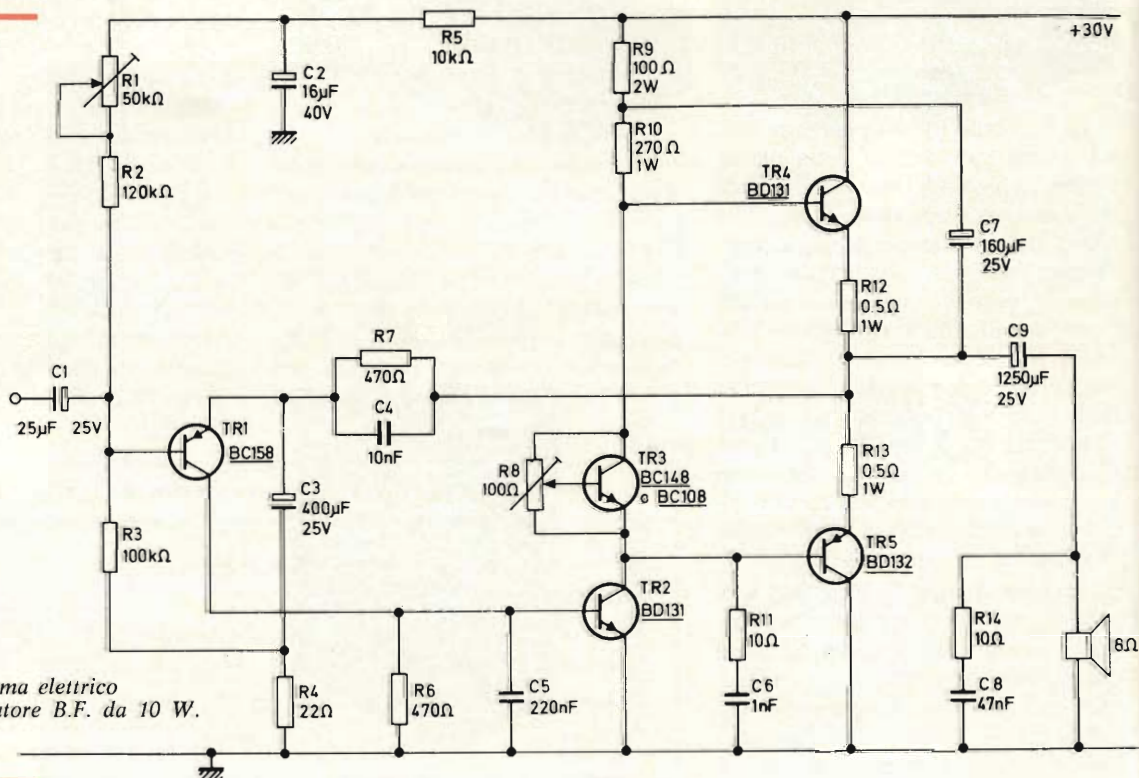



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore B.F. da 10 W.

ALIMENTAZIONE

In fig. 2 è illustrato lo schema elettrico dell'alimentatore. Le sue caratteristiche sono:

Corrente totale di riposo per canale:	55 mA
Corrente totale di carico per canale (a 30 V):	600 mA
Tensione di alimentazione:	30 V
Tensione massima di alimentazione:	36 V

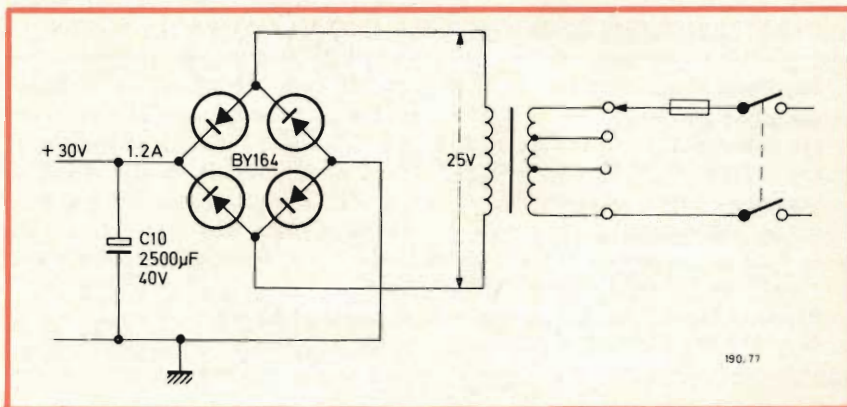



Fig. 2 - Circuito di alimentazione per l'amplificatore da 10 W.

AMPLIFICATORE B.F. DA 15/20 W

Lo schema elettrico dell'amplificatore B.F. Hi-Fi da 15/20 W è illustrato in fig. 4. Questo amplificatore è stato progettato per lavorare in classe A con un carico di 8 Ω e fornisce un'uscita di 15 W.

Con un carico di 4 Ω, invece, il circuito lavora in classe AB e fornisce una potenza di uscita di 20 W. La distorsione armonica totale è inferiore allo 0,1% alla massima uscita.

L'amplificatore sopporta normali condizioni di sovraccarico e non richiede ulteriori protezioni contro i cortocircuiti.

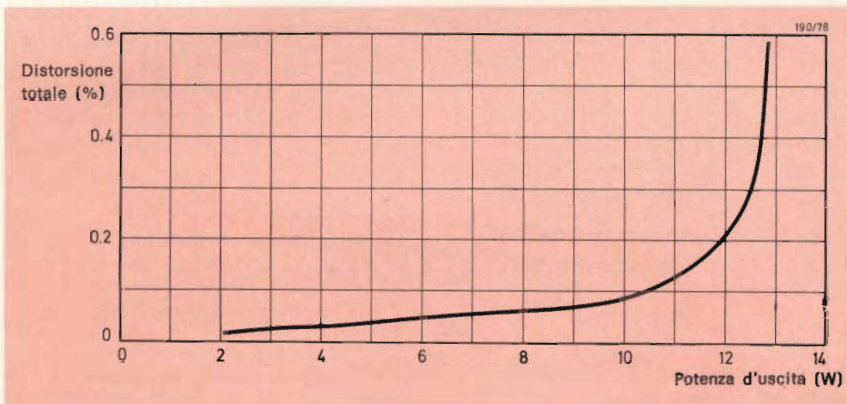
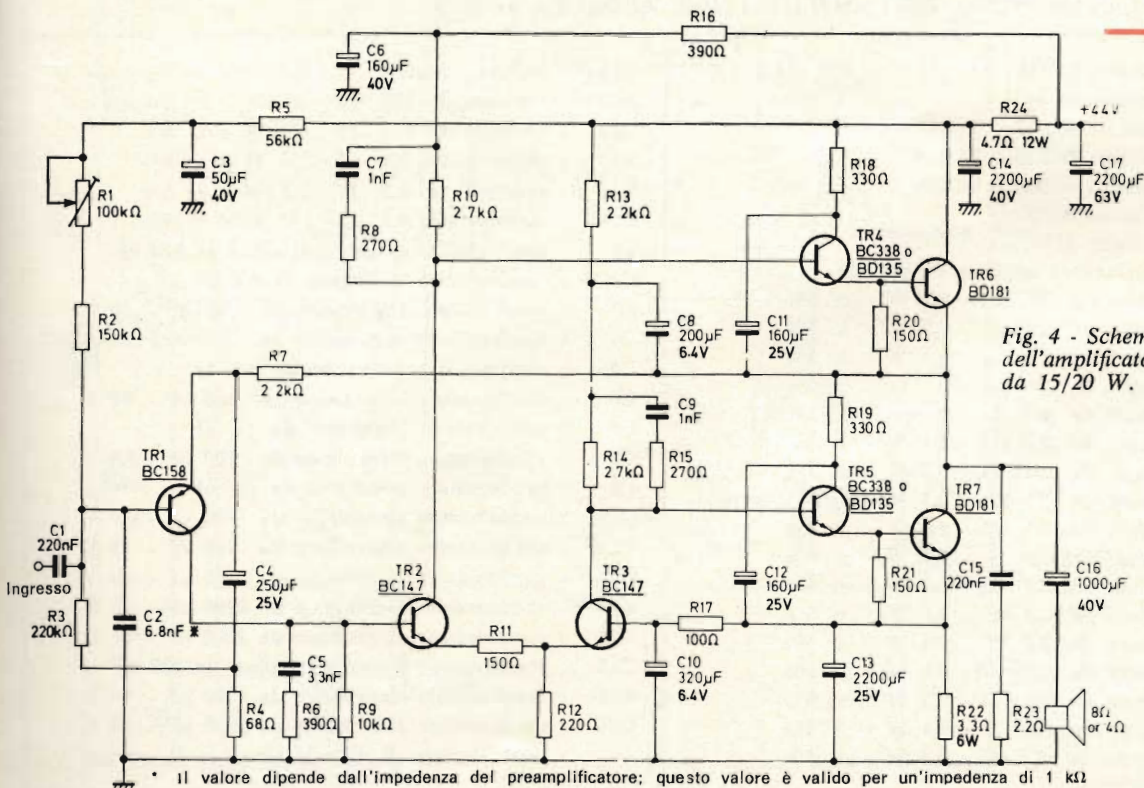



Fig. 3 - Variazione della distorsione armonica totale al variare della potenza di uscita nel circuito di fig. 1.

Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore B.F. da 15/20 W.

* Il valore dipende dall'impedenza del preamplificatore; questo valore è valido per un'impedenza di 1 kΩ

CARATTERISTICHE TECNICHE DELL'AMPLIFICATORE DA 15/20 W	
Impedenza d'ingresso:	150 kΩ
Sensibilità d'ingresso	
per un'uscita di 15 W con carico di 8 Ω:	360 mV
per un'uscita di 20 W con carico di 4 Ω:	295 mV
Distorsione armonica totale:	vedi fig. 5
Risposta in frequenza	
— 1 dB ad 1/4 della potenza totale di uscita:	40 ÷ 16.000 Hz
— 3 dB ad 1/4 della potenza totale di uscita:	20 ÷ 30.000 Hz
Rapporto segnale/disturbo con potenza di uscita di 50 mW ed impedenza di uscita di 1 kΩ:	> 80 dB

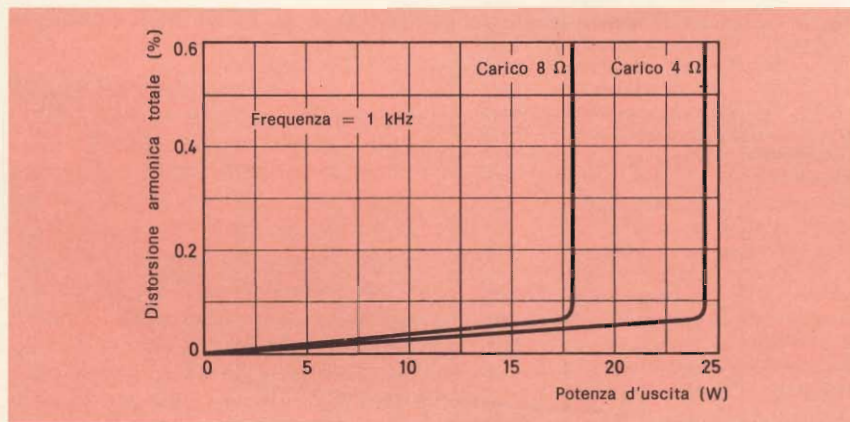



Fig. 5 - Variazione della distorsione armonica totale al variare della potenza di uscita nel circuito di fig. 4.

Descrizione del circuito

I transistori di uscita, una coppia del BD181, sono pilotati da due transistori BC338. Questi ultimi sono preceduti da uno stadio separatore, che utilizza due transistori tipo BC147, e da uno stadio preamplificatore costituito da un BC158.

Una controreazione in c.a. ed in c.c., presente nel circuito, garantisce un'impedenza d'ingresso di 150 kΩ. Lo stadio preamplificatore provvede anche alla stabilizzazione della tensione di centro tramite il resistore variabile R1.

Lo stadio separatore è composto dai transistori TR2 e TR3 collegati in configurazione a forte dissipazione, mentre la controreazione locale è applicata dal resistore R11. Una tensione di alimentazione più alta di quella applicata allo stadio di uscita è necessaria per aumentare l'oscillazione della tensione fornibile.

I transistori pilota TR4 e TR5 sono controllati dai condensatori C11 e C12 in modo da ridurre la dissipa-

ELENCO DEI COMPONENTI DELL'AMPLIFICATORE AUDIO DA 15/20 W

TR1	: transistore BC158	**R19**	: resistore da 330 Ω - 0,3 W - ± 5%
TR2	: transistore BC147	**R20**	: resistore da 150 Ω - 0,3 W - ± 5%
TR3	: transistore BC147	**R21**	: resistore da 150 Ω - 0,3 W - ± 5%
TR4	: transistore BC338 o BD135	**R22**	: resistore da 3,3 Ω - 6 W - ± 5%
TR5	: transistore BC338 o BD135	**R23**	: resistore da 2,2 Ω - 0,3 W - ± 5%
TR6	: transistore BD181 } accoppiati	**R24**	: resistore da 4,7 Ω - 12 W - ± 5%
TR7	: transistore BD181 } accoppiati	**C1**	: condensatore a strato metallico da 220 nF
R1	: potenziometro semifisso da 100 kΩ	**C2**	: condensatore poliestere da 6,8 nF
R2	: resistore da 150 kΩ - 0,3 W - ± 5%	**C3**	: condensatore elettrolitico da 50 µF - 40 V
R3	: resistore da 220 kΩ - 0,3 W - ± 5%	**C4**	: condensatore elettrolitico da 250 µF - 25 V
R4	: resistore da 68 Ω - 0,3 W - ± 5%	**C5**	: condensatore poliestere da 3,3 nF
R5	: resistore da 56 kΩ - 0,3 W - ± 5%	**C6**	: condensatore elettrolitico da 160 µF - 40 V
R6	: resistore da 390 Ω - 0,3 W - ± 5%	**C7**	: condensatore poliestere da 1 nF
R7	: resistore da 2,2 kΩ - 0,3 W - ± 5%	**C8**	: condensatore elettrolitico da 200 µF - 6,4 V
R8	: resistore da 270 Ω - 0,3 W - ± 5%	**C9**	: condensatore poliestere da 1 nF
R9	: resistore da 10 kΩ - 0,3 W - ± 5%	**C10**	: condensatore elettrolitico da 320 µF - 6,4 V
R10	: resistore da 2,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%	**C11**	: condensatore elettrolitico da 160 µF - 25 V
R11	: resistore da 150 Ω - 0,3 W - ± 5%	**C12**	: condensatore elettrolitico da 160 µF - 25 V
R12	: resistore da 220 Ω - 0,3 W - ± 5%	**C13**	: condensatore elettrolitico da 2200 µF - 25 V
R13	: resistore da 2,2 kΩ - 0,3 W - ± 5%	**C14**	: condensatore elettrolitico da 2200 µF - 40 V
R14	: resistore da 2,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%	**C15**	: condensatore a strato metallico da 220 nF
R15	: resistore da 270 Ω - 0,3 W - ± 5%	**C16**	: condensatore elettrolitico da 1000 µF - 40 V
R16	: resistore da 390 Ω - 0,3 W - ± 5%	**C17**	: condensatore elettrolitico da 2200 µF - 63 V
R17	: resistore da 100 Ω - 0,3 W - ± 5%	**—**	: trasformatore di alimentazione (vedi schema)
R18	: resistore da 330 Ω - 0,3 W - ± 5%		

zione, specialmente in condizioni di sovraccarico e cortocircuito. I transistori di uscita TR6 e TR7 sono dei BD181 adatti a dissipare una notevole potenza e per una elevata tensione di alimentazione.

I resistori R20 e R21 assicurano che questi transistori operino al di sopra della loro stessa caratteristica di V_{CER}.

NOTA:

Entrambi i transistori di uscita, TR6 e TR7, richiedono un dissipatore con una resistenza termica di 3,35 °C/W. (Questo valore permette un'alimentazione del 10% superiore a quella nominale). Per ogni transistore di uscita è necessario un dissipatore di 175 cm^2 con uno spessore di 3 mm. I rimanenti transistori non necessitano di alcun dissipatore.

AMPLIFICATORE B.F. DA 25 W

Lo schema elettrico dell'amplificatore B.F. da 25 W, che utilizza in uscita dei transistori complementari tipo BD201 e BD202, è illustrato in fig. 6. Il circuito fornisce una potenza di uscita di 25 W con carico di 4 Ω e una distorsione armonica totale inferiore all'1%.

Lo stadio di uscita opera in classe B, mentre lo stadio pilota impiega due transistori complementari di tipo BD135 e BD136 operanti sempre in classe B. Il circuito richiede una protezione contro i cortocircuiti.

Descrizione del circuito

Lo stadio preamplificatore utilizza un transistore, TR1, del tipo BC158. La controreazione è applicata all'emettitore di questo transistore dalla rete del partitore di tensione formata dal resistore R6 collegato in parallelo ai resistori R14 e R5. Lo stadio di preamplificazione funziona anche come stabilizzatore della tensione di centro.

Lo stadio pre-pilota utilizza un transistore TR2 del tipo BC147 operante in classe A. Il carico di collettore R8 forma una rete di controllo unitamente ad R7 e al condensatore C7 in modo da accrescere il guadagno di questo stadio. Il condensatore C5 è collegato fra base e collettore di TR2 in modo da limitare il guadagno in alta tensione di questo transistore.

Il transistore TR3 agisce come un moltiplicatore V_{BE} per alimentare le tensioni di base-emettitore dei transistori TR4-TR7, in aggiunta, compensa le variazioni di temperatura. Un transistore, tipo BC148, viene utilizzato come TR3. La corrente di riposo attraverso i transistori TR6 e TR7 è regolata dal resistore variabile R10.

Per limitare la massima corrente pilota attraverso i transistori pi-

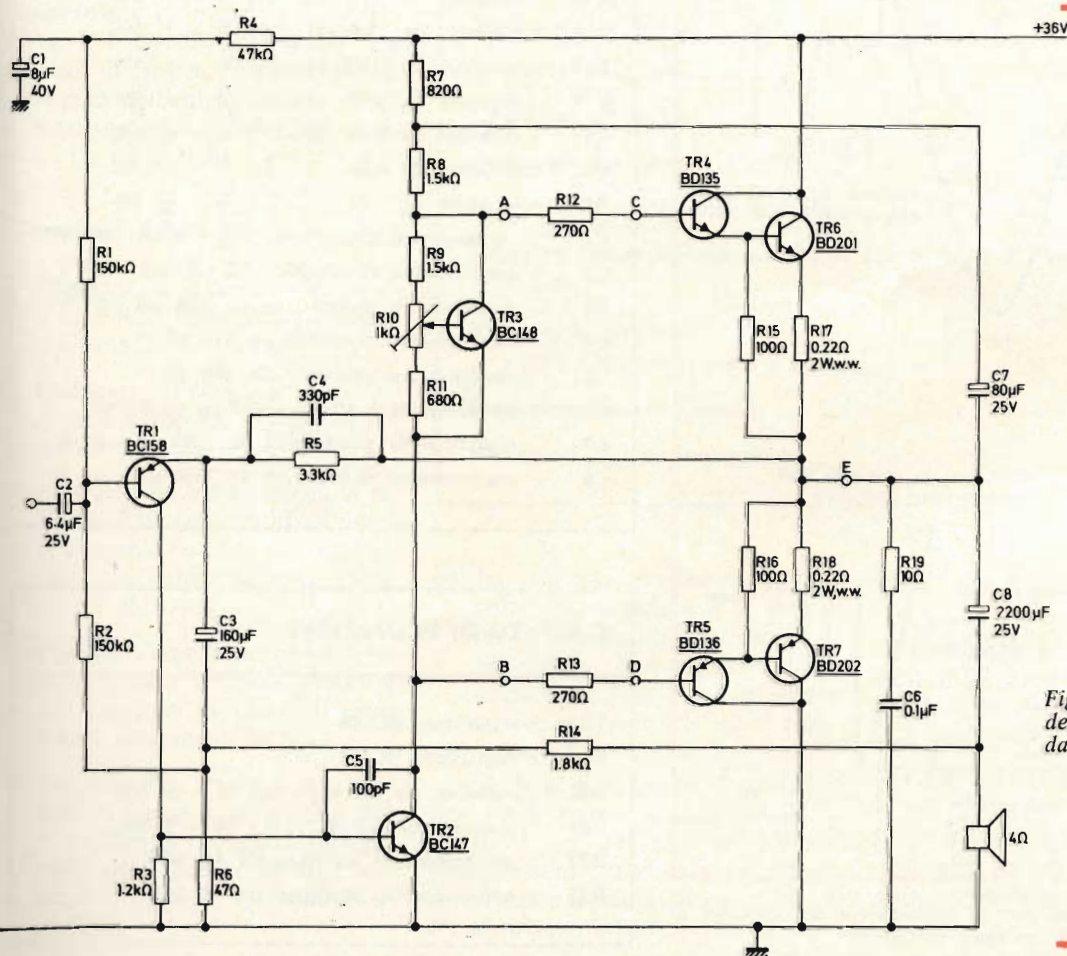



Fig. 6 - Schema dell'amplificatore B.F. da 25 W.

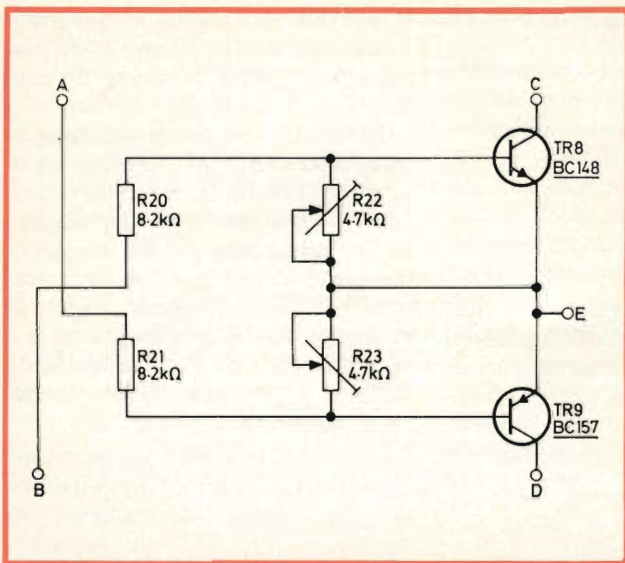



Fig. 7 - Circuito di protezione contro i cortocircuiti per l'amplificatore B.F. da 25 W.

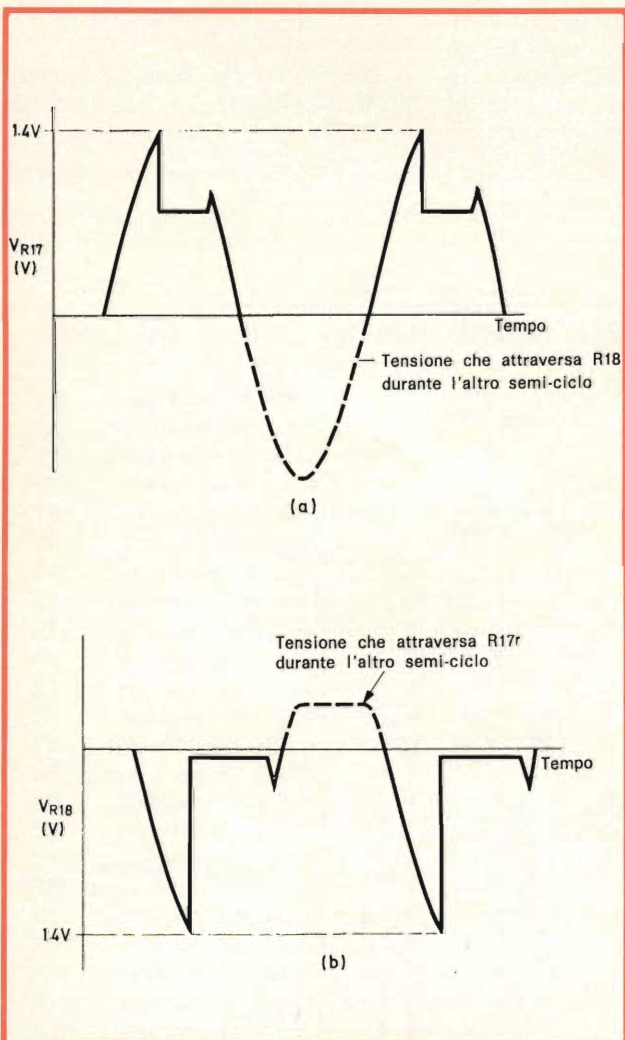



Fig. 8 - Forme d'onda per la regolazione del circuito di protezione contro i cortocircuiti di fig. 7.

ELENCO DEI COMPONENTI DELL'AMPLIFICATORE AUDIO DA 25 W

TR1	: transistore BC158
TR2	: transistore BC147
TR3	: transistore BC148
TR4	: transistore BD135 } accoppiati
TR5	: transistore BD136 }
TR6	: transistore BD201 } accoppiati
TR7	: transistore BD202 }
R1	: resistore da 150 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R2	: resistore da 150 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R3	: resistore da 1,2 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R4	: resistore da 47 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R5	: resistore da 3,3 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R6	: resistore da 47 Ω - 0,3 W - ± 5%
R7	: resistore da 820 Ω - 0,3 W - ± 5%
R8	: resistore da 1,5 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R9	: resistore da 1,5 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R10	: potenziometro semifisso da 1 kΩ
R11	: resistore da 680 Ω - 0,3 W - ± 5%
R12	: resistore da 270 Ω - 0,3 W - ± 5%
R13	: resistore da 270 Ω - 0,3 W - ± 5%
R14	: resistore da 1,8 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R15	: resistore da 100 Ω - 0,3 W - ± 5%
R16	: resistore da 100 Ω - 0,3 W - ± 5%
R17	: resistore da 0,22 Ω - 2 W - ± 5%
R18	: resistore da 0,22 Ω - 0,3 W - ± 5%
R19	: resistore da 10 Ω - 2 W - ± 5%
C1	: condensatore elettrolitico da 8 μF - 40 V
C2	: condensatore elettrolitico da 6,4 μF - 25 V
C3	: condensatore elettrolitico da 160 μF - 25 V
C4	: condensatore ceramico da 330 pF
C5	: condensatore ceramico da 100 pF
C6	: condensatore a strato metallico da 0,1 μF
C7	: condensatore elettrolitico da 80 μF - 25 V
C8	: condensatore elettrolitico da 2200 μF - 25 V

CIRCUITO DI PROTEZIONE

TR8	: transistore BC148
TR9	: transistore BC157
R20	: resistore da 8,2 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R21	: resistore da 8,2 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R22	: potenziometro semifisso da 4,7 kΩ
R23	: potenziometro semifisso da 4,7 kΩ

lota e di uscita nel caso di cortocircuito fra i terminali dell'altoparlante, sono collegati in serie con le basi dei transistori pilota i resistori R12 e R13 da 270 Ω.

Lo stadio pilota, operante in classe B, utilizza i transistori complementari tipo BD135 e BD136 come TR4 e TR5 mentre lo stadio di uscita utilizza due transistori complementari tipo BD201 e BD202 come TR6 e TR7.

L'uso di transistori complementari nello stadio di uscita conferisce una maggior semplicità al circuito rispetto a quella ottenibile con un circuito quasi complementare, solitamente utilizzato negli amplificatori Hi-Fi in classe B.

La grande simmetria del circuito, inoltre, consente una distorsione più bassa, particolarmente nella regione crossover.

Protezione contro i cortocircuiti

Un ottimo circuito di protezione contro i cortocircuiti, adatto all' amplificatore di fig. 6, è illustrato in fig. 7. Il circuito lavora con una corrente di rilascio; i punti di collegamento dell'amplificatore da 25 W sono identificati dalle lettere A, B, C, D, ed E nelle figure 6 e 7.

Operazioni di taratura

1) Regolare i resistori variabili R22 e R23 nella loro posizione mediana.
2) Collegare un carico di 2 Ω tra i terminali di uscita dell'amplificatore.
3) Collegare un oscilloscopio al resistore R17 (se si utilizza un oscilloscopio a doppia traccia, collegare l'altro ingresso al resistore R18).
4) Pilotare l'amplificatore con un segnale da 1 kHz per produrre una tensione di picco di circa 1,5 V attraverso R17.
5) Regolare R22 finché non si produce la forma d'onda di fig. 8a; il circuito di protezione diventa operante a partire da una tensione di picco di 1,4 V attraverso R17.
6) La tensione attraverso R18 risulta ridotta poiché è in funzione il circuito di protezione. Il pilotaggio, tuttavia, deve essere accresciuto fino a produrre una tensione di picco di 1,5 V attraverso R18.

Ciò fatto regolare R23 per ottenere una forma d'onda simile a quella di fig. 8b, mentre, contemporaneamente, comincia la protezione con una tensione di picco di 1,4 V, attraverso R18.

Fig. 9 - Variazione della distorsione armonica totale al variare della potenza di uscita nel circuito di fig. 6, per tre frequenze.

CARATTERISTICHE TECNICHE DELL'AMPLIFICATORE DA 25 W	
Queste caratteristiche sono state ottenute con uscita a piena potenza e con carico di 4 Ω	
Potenza di uscita:	25 W
Sensibilità d'ingresso:	400 mV
Impedenza d'ingresso:	150 kΩ
Impedenza d'uscita:	0,05 Ω
Fattore di controreazione in tensione:	400 volte
Rapporto segnale/disturbo riferito ad una potenza di uscita di 50 mW:	≥ 76 dB
Risposta di frequenza – 1 dB a 1/4 della potenza di uscita:	15 ÷ 100.000 Hz
Distorsione armonica totale:	vedi fig. 9
Distorsione di intermodulazione:	0,5%

NOTA:

La resistenza termica necessaria per ogni transistore di uscita è di 8,7 °C/W. Quindi è consigliabile utilizzare per i transistori BD201 e BD-202 dei dissipatori in alluminio di 60 cm² con spessore di 1,6 mm montati verticalmente. La dissipazione degli altri transistori è molto bassa, quindi, non è necessario alcun dissipatore.

AMPLIFICATORE B.F. DA 35 W

Lo schema elettrico di questo amplificatore B.F. da 35 W, che utilizza due transistori tipo BD183 allo stadio di uscita, è illustrato in fig. 10.

L'amplificatore fornisce una potenza di uscita di 35 W con un carico di 8 Ω con una tipica distorsione armonica totale dello 0,1%.

E' anche utilizzata una configurazione quasi complementare in classe B, push-pull, di tipo «single-ended».

L'amplificatore sopporta normali condizioni di sovraccarico, ma richiede ulteriori protezioni contro i cortocircuiti.

CARATTERISTICHE TECNICHE DELL'AMPLIFICATORE DA 35 W	
Sensibilità d'ingresso:	410 mV
Impedenza d'ingresso:	150 kΩ
Impedenza d'uscita:	0,05 Ω
Fattore di tensione di controreazione:	280 volte
Rapporto segnale/disturbo (riferito ad una potenza di uscita di 50 mW e con un'impedenza di 1 kΩ):	78 dB
Risposta di frequenza – 1 dB a 1/4 uscita a piena potenza:	10 ÷ 120.000 Hz
Distorsione di intermodulazione:	0,8%
Distorsione armonica totale (con impedenza di sorgente di 1 kΩ):	vedi fig. 13

Descrizione del circuito

Lo schema dell'amplificatore da 35 W è molto simile a quello dell' amplificatore da 25 W descritto precedentemente. Il circuito differisce solo nello stadio di uscita, quasi complementare e di tipo push-pull.

Lo stadio pilota utilizza due transistori complementari di tipo BD139 e BD140 come TR4 e TR5.

Questi transistori funzionano come invertitori di fase e alimentano le correnti pilota dei transistori di uscita TR6 e TR7 di tipo BD183.

Protezione contro i cortocircuiti

Un semplice circuito di protezione per l'amplificatore di fig. 10 è illustrato in fig. 11. Il circuito lavora con il principio della corrente di rilascio.

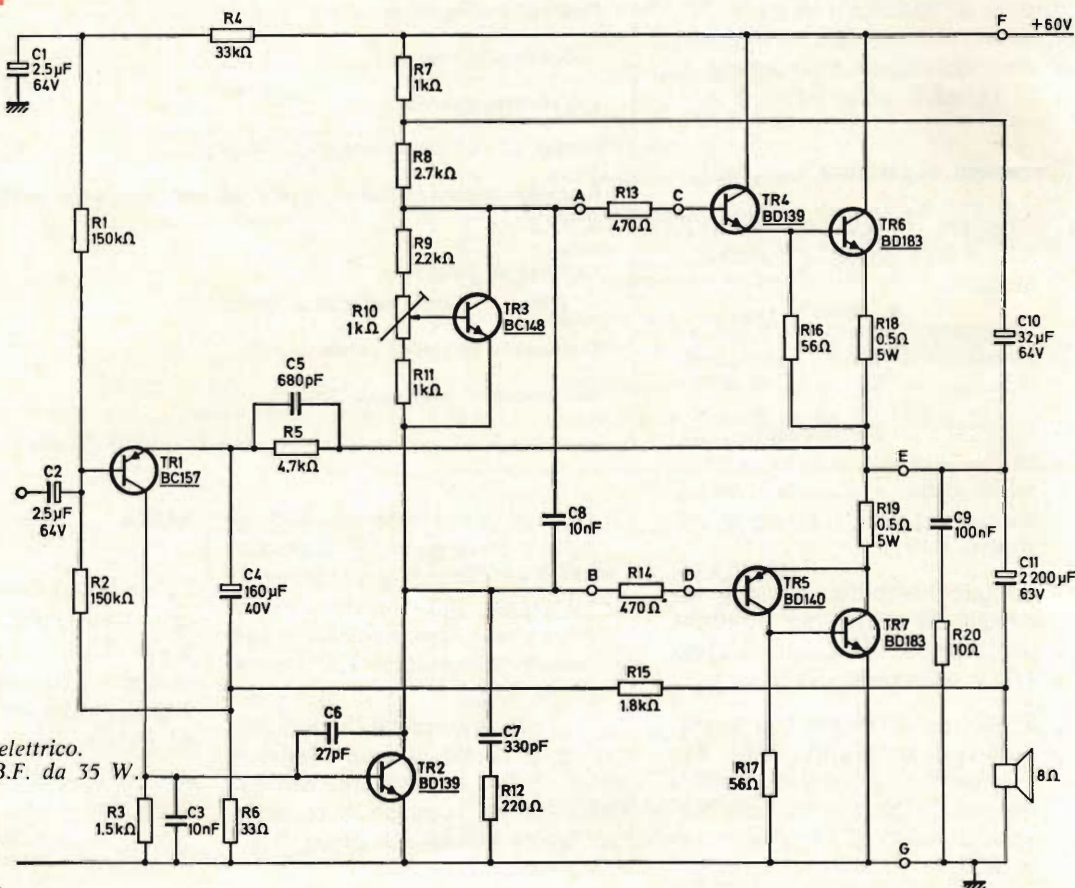



Fig. 10 - Schema elettrico. dell'amplificatore B.F. da 35 W.

ELENCO DEI COMPONENTI DELL'AMPLIFICATORE AUDIO DA 35 W

TR1	: transistore BC157
TR2	: transistore BD139
TR3	: transistore BC148
TR4	: transistore BD139 } accoppiati
TR5	: transistore BD140 } accoppiati
TR6	: transistore BD183 } accoppiati
TR7	: transistore BD183 } accoppiati
R1	: resistore da 150 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R2	: resistore da 150 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R3	: resistore da 1,5 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R4	: resistore da 33 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R5	: resistore da 4,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R6	: resistore da 33 Ω - 0,3 W - ± 5%
R7	: resistore da 1 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R8	: resistore da 2,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R9	: resistore da 2,2 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R10	: potenziometro semifisso da 1 kΩ
R11	: resistore da 1 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R12	: resistore da 220 Ω - 0,3 W - ± 5%
R13	: resistore da 470 Ω - 0,3 W - ± 5%
R14	: resistore da 470 Ω - 0,3 W - ± 5%
R15	: resistore da 1,8 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R16	: resistore da 56 Ω - 0,3 W - ± 5%
R17	: resistore da 56 Ω - 0,3 W - ± 5%
R18	: resistore da 0,5 Ω - 5 W - ± 5%
R19	: resistore da 0,5 Ω - 5 W - ± 5%
R20	: resistore da 10 Ω - 0,3 W - ± 5%
C1	: condensatore elettrolitico da 2,5 µF - 64 V
C2	: condensatore elettrolitico da 2,5 µF - 64 V
C3	: condensatore a strato metallico da 10 nF
C4	: condensatore elettrolitico da 160 µF - 40 V
C5	: condensatore polistirene da 680 pF
C6	: condensatore ceramico da 27 pF
C7	: condensatore polistirene da 330 pF
C8	: condensatore a strato metallico da 10 nF
C9	: condensatore a strato metallico da 100 nF
C10	: condensatore elettrolitico da 32 µF - 64 V
C11	: condensatore elettrolitico da 2200 µF - 63 V

CIRCUITO DI PROTEZIONE

TR8	: transistore BC148
TR9	: transistore BC157
D1	: diodo BA148
D2	: diodo BA148
R21	: resistore da 10 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R22	: resistore da 10 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R23	: potenziometro semifisso da 4,7 kΩ
R24	: potenziometro semifisso da 4,7 kΩ

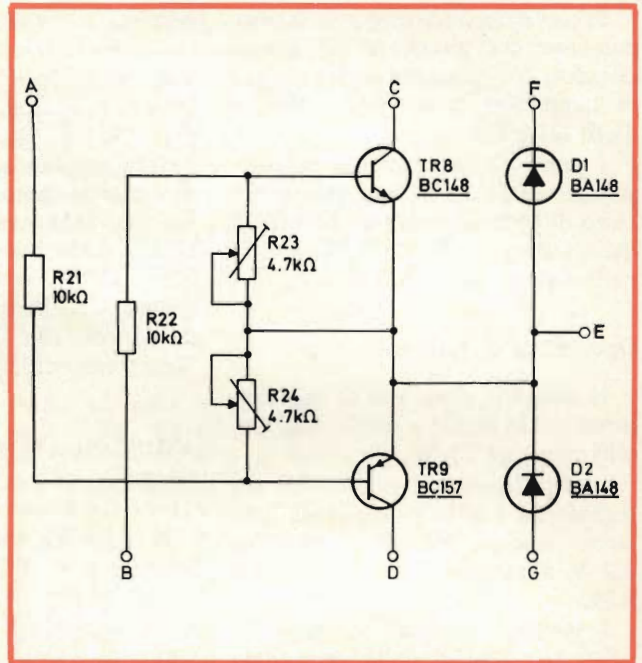



Fig. 11 - Circuito di protezione contro i cortocircuiti per l' amplificatore B.F. da 35 W.

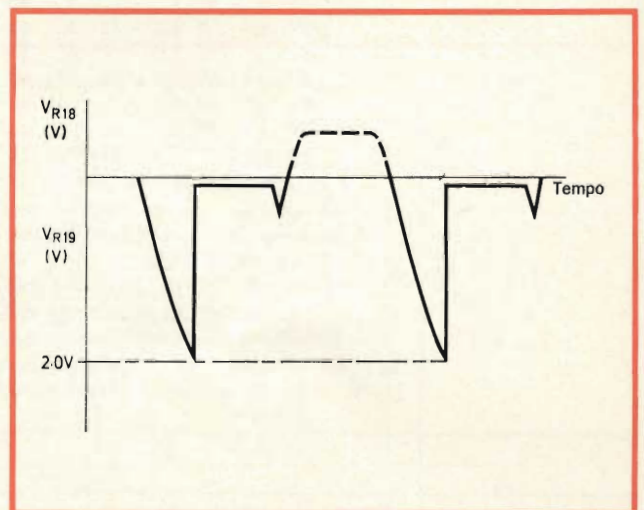



Fig. 12 - Forme d'onda per la regolazione del circuito di protezione contro i cortocircuiti di fig. 11.

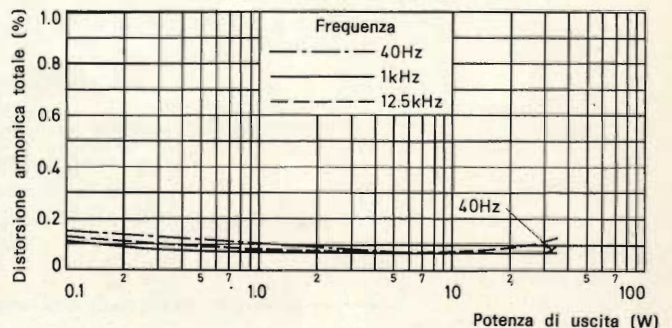



Fig. 13 - Variazione della distorsione armonica totale al variare della potenza di uscita nel circuito di fig. 10.

Per evitare anomalie nel funzionamento dei transistori di questo circuito, che potrebbero danneggiare l'apparato, sono stati inseriti i diodi D1 e D2.

I punti di collegamento dell'amplificatore da 35 W con questo circuito di protezione sono identificati dalle lettere A, B, C, D, E, F e G nelle figure 10 e 11.

Operazioni di taratura

Il circuito deve essere regolato in un modo simile a quello dell'amplificatore da 25 W.

L'amplificatore è pilotato da un segnale da 1 kHz in modo da produrre tensioni di picco di circa 2,2 V attraverso i resistori R18 e R19.

I resistori variabili vengono regolati per l'inizio della protezione a tensioni di picco di 2,0 V.

La forma d'onda della regolazione è illustrata in fig. 12.

NOTA:

I transistori pilota TR4 e TR5 necessitano di una resistenza termica di 72 °C/W. Quindi si devono utilizzare dei dissipatori in alluminio di 2 cm^2 con uno spessore di 1 mm. La resistenza termica per ogni transistore di uscita (TR6 e TR7) è di 7,25 °C/W, si devono utilizzare, quindi, dei dissipatori in alluminio di 64 cm^2 con spessore di 2 mm. Non sono richiesti altri dissipatori.

AMPLIFICATORE AUDIO B.F. 50 W

Lo schema elettrico dell'amplificatore B.F. Hi-Fi da 50 W è illustrato in fig. 14. Il circuito fornisce una potenza di 50 W con un carico di 8 Ω ed una distorsione armonica totale dello 0,025%.

Lo stadio d'uscita, di tipo quasi complementare modificato leggermente ed operante in classe B, utilizza una coppia di transistori BD184 pilotati da altri due transistori tipo BD139A e BD140A.

Il circuito richiede una protezione contro i cortocircuiti.

Descrizione del circuito

I transistori TR1 e TR2 costituiscono lo stadio d'ingresso e consentono una comparazione della tensione di centro, provvedendo anche ad un accurato controllo della stessa senza aver bisogno di una regolazione preliminare.

Il segnale è prelevato dal collettore di TR1 e portato al prepilota TR3, mentre l'uscita di questo dispositivo è applicata allo stadio di uscita quasi complementare modificato, e cioè ai transistori TR5 ÷ TR8.

Il diodo D1 previene i guasti del transistore pre-pilota TR3 in condizioni di cortocircuito. Quando avviene un cortocircuito l'uscita scende al valore di 0 V.

Il transistore TR4 compensa la variazione della corrente di riposo causata dalla temperatura ambiente e dalle variazioni della tensione di alimentazione. La corrente di riposo all'uscita di TR7 e TR8 è regolata a mezzo del resistore variabile R12.

Lo stadio di uscita differisce dalle convenzionali configurazioni quasi complementari nella sistemazione del doppio punto di controllo che offre alcuni vantaggi.

1) Il massimo pilotaggio di base ad ogni metà dello stadio di uscita è ben definito e limitato ad un valore convenientemente basso. In caso di cortocircuito dei terminali di uscita, la corrente pilota può essere «shuntata» dai transistori di uscita, aggiungendo l'appropriato circuito di protezione.

2) Permette di proteggere il prepilota come descritto sopra.

3) Ad una data tensione di alimentazione corrisponde una tensione di oscillazione leggermente superiore.

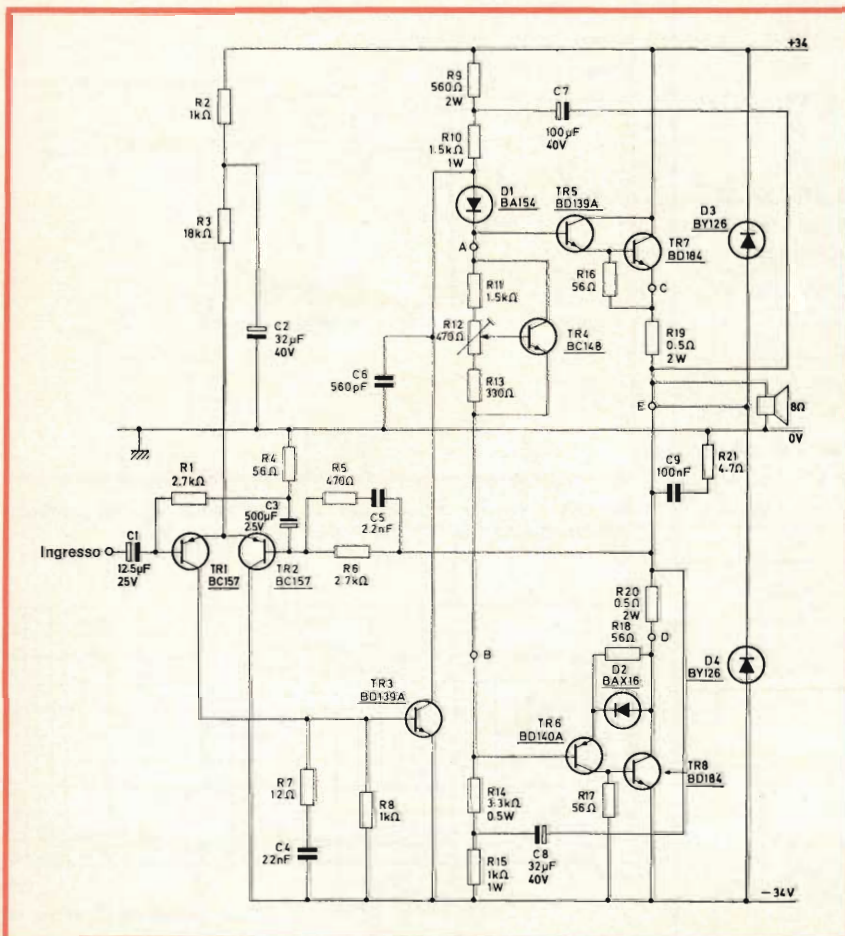



Fig. 14 - Schema elettrico dell'amplificatore B.F. da 50 W.

Un'alimentazione separata viene utilizzata per migliorare la bassa risposta di frequenza del circuito.

Relativamente al condensatore C1 è da notare che se un segnale rispetto a massa viene portato all'amplificatore, il condensatore deve essere invertito in modo che il terminale negativo risulti collegato all'ingresso.

Protezione contro i cortocircuiti

In fig. 15 sono illustrati due possibili circuiti di protezione.

Il primo circuito (fig. 15a) lavora con il principio della limitazione di corrente, mentre il secondo (fig. 15b) con il principio della corrente di rilascio.

Quindi il primo circuito offre soltanto una protezione nominale.

I punti di collegamento dell'amplificatore da 50 W a questi circuiti sono identificati dalle lettere A, B, C, D, ed E alle figure 14 e 15.

Operazioni di taratura

I circuiti limitazione di corrente e quello a corrente di rilascio dovranno essere regolati in modo che possano cominciare a funzionare a 5 A.

1) Regolare i resistori variabili alla loro posizione mediana.

2) Collegare un carico di 4 Ω attraverso i terminali di uscita dell'amplificatore.

3) Collegare un oscilloscopio ad uno dei resistori di emettitore, cioè R19 o R20.

4) Applicare un segnale d'ingresso di 1 kHz di sufficiente ampiezza in modo da produrre una tensione di picco di circa 2,5 V attraverso l'apposito resistore di emettitore.

5) Regolare l'apposito resistore variabile per limitare o rilasciare a circa 2,5 V.

6) Nello stesso modo regolare l'altro resistore variabile seguendo le indicazioni riportate nei punti da 3 a 5.

ELENCO DEI COMPONENTI DELL'AMPLIFICATORE AUDIO DA 50 W

TR1	: transistore BC157
TR2	: transistore BC157
TR3	: transistore BD139A
TR4	: transistore BC148
TR5	: transistore BD139A
TR6	: transistore BD140A
TR7	: transistore BD184 } accoppiati
TR8	: transistore BD184 } accoppiati
D1	: diodo BA154
D2	: diodo BAX16
D3	: diodo BY126
D4	: diodo BY126
R1	: resistore da 2,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R2	: resistore da 1 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R3	: resistore da 18 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R4	: resistore da 56 Ω - 0,3 W - ± 5%
R5	: resistore da 470 Ω - 0,3 W - ± 5%
R6	: resistore da 2,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R7	: resistore da 12 Ω - 0,3 W - ± 5%
R8	: resistore da 1 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R9	: resistore da 560 Ω - 2 W - ± 5%
R10	: resistore da 1,5 kΩ - 1 W - ± 5%
R11	: resistore da 1,5 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R12	: potenziometro semifisso da 470 Ω
R13	: resistore da 330 Ω - 0,3 W - ± 5%
R14	: resistore da 3,3 kΩ - 0,5 W - ± 5%
R15	: resistore da 1 kΩ - 1 W - ± 5%
R16	: resistore da 56 Ω - 0,3 W - ± 5%
R17	: resistore da 56 Ω - 0,3 W - ± 5%
R18	: resistore da 56 Ω - 0,3 W - ± 5%
R19	: resistore da 0,5 Ω - 2 W - ± 5%
R20	: resistore da 0,5 Ω - 2 W - ± 5%
R21	: resistore da 4,7 Ω - 0,3 W - ± 5%
C1	: condensatore elettrolitico da 125 μF - 25 V
C2	: condensatore elettrolitico da 32 μF - 40 V
C3	: condensatore elettrolitico da 500 μF - 2,5 V
C4	: condensatore a strato metallico da 22 nF
C5	: condensatore poliestere da 2,2 nF
C6	: condensatore polistirene da 560 pF
C7	: condensatore elettrolitico da 100 μF - 40 V
C8	: condensatore elettrolitico da 32 μF - 40 V
C9	: condensatore a strato metallico 100 nF

CARATTERISTICHE TECNICHE DELL'AMPLIFICATORE DA 50 W

Sensibilità:	420 mV
Impedenza d'ingresso:	90 kΩ
Distorsione armonica totale a $P_o \leq$ 50 W a 1 kHz:	< 0,05%
a 12,5 kHz:	< 0,15%
Distorsione d'intermodulazione	
prima della taratura:	< 0,25%
per un'uscita inferiore di 5 V:	< 0,05%
Rapporto segnale/disturbo	
con potenza d'uscita di 50 mW:	> 76 dB
Risposta di frequenza a 1/2 della potenza totale	
di uscita a – 1 dB:	10 ÷ 20.000 Hz
a – 3 dB:	7 ÷ 35.000 Hz
Banda passante per una distorsione armonica	
totale dell'1%:	< 20 ÷ > 20.000 Hz

Fig. 15 - Circuiti di protezione contro i cortocircuiti per l'amplificazione B.F. da 50 W.

CIRCUITO DI PROTEZIONE

	Circuito a limitazione di corrente	Circuito a rilascio di corrente
TR9	: transistore BC148	: transistore BC148
TR10	: transistore BC158	: transistore BC158
TR11	: —	: transistore BC158
TR12	: —	: transistore BC148
D5	: diodo OA91	: —
D6	: diodo OA91	: —
R22	: potenziometro semifisso 2,2 kΩ	: resistore 100 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R23	: potenziometro semifisso 2,2 kΩ	: resistore 100 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R24	: resistore da 4,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%	: pot. semifisso 2,2 kΩ
R25	: resistore da 4,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%	: pot. semifisso 2,2 kΩ
R26	: —	: resistore da 4,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%
R27	: —	: resistore da 4,7 kΩ - 0,3 W - ± 5%

TABELLA I

Amplificatore	Trasformatore RMS tensione secondario (V)	Corrente del trasformatore (A)
15/20 W	34	2,2
25 W	27	4,0
35 W	53	3,4
50 W	25-0-25	3,5

NOTA:

I transistori pilota TR5 e TR6 necessitano di una resistenza termica di 60 °C/W. Si devono quindi utilizzare dei piccoli dissipatori di 2 cm^2 in alluminio.
I transistori di uscita TR7 e TR8 necessitano di una resistenza termica di 4 °C/W. Quindi si devono utilizzare dei dissipatori in alluminio di 130 cm^2, con uno spessore di 3 mm. Non sono necessari altri dissipatori.

ALIMENTATORI PER GLI AMPLIFICATORI ED I PREAMPLIFICATORI

(I preamplificatori verranno descritti in un prossimo articolo)

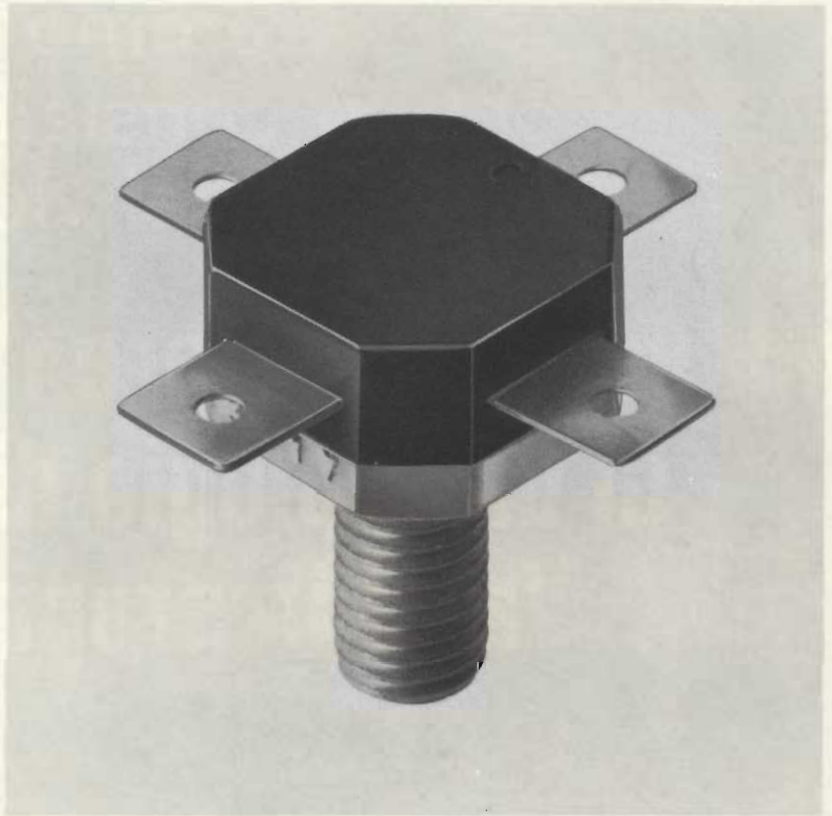
Gli alimentatori per gli amplificatori da 15/20 W, 25 W, 35 W e 50 W, hanno la stessa configurazione di quello per l'amplificatore da 10 W, il cui circuito è illustrato in fig. 2. La tensione di uscita del trasformatore è scelta per dare la necessaria tensione di alimentazione dopo la rettificazione.

La tensione del secondario del trasformatore e la corrente per ogni amplificatore sono illustrate nella tabella I.

Tutti gli alimentatori utilizzano 4 diodi tipo BYX22 nel ponte raddrizzatore.

L'alimentatore per il preamplificatore universale utilizza un trasformatore con una tensione RMS al secondario di 34 V ed un rettificatore a ponte tipo BY164. Questo alimentatore necessita una maggiore stabilizzazione nei confronti di quelli per gli amplificatori ed il condensatore elettrolitico singolo è sostituito da un filtro RC. Questo ultimo consiste in un condensatore da 680 µF (il più possibile vicino al rettificatore) e in un condensatore da 400 µF. Il resistore usato deve poter fornire una tensione di 30 V all'ingresso alimentazione del preamplificatore.

BLX 15: transistore con elevate prestazioni per trasmettitori S.S.B.

- 150 W p.e.p.
- – 30 dB di distorsione di intermodulazione

Il **BLX 15** è stato realizzato per completare la gamma dei transistori finali H.F. e V.H.F.. Si tratta di un transistore di potenza al silicio capace di fornire 150 $W_{p.e.p.}$ [1] da solo, e 300 $W_{p.e.p.}$ in controfase; la distorsione di intermodulazione in entrambi i casi è di appena — 30 dB.
Progettato appositamente per lavorare in S.S.B. (cioè a banda laterale unica) in apparecchiature a largo raggio nella banda H.F. da 1,6 MHz a 28 MHz, questo transistore ha la caratteristica di avere i resistori di emettitore diffusi; ciò assicura una ripartizione ottimale della corrente, e di conseguenza, una resistenza estremamente elevata nei confronti di eventuali disadattamenti del carico.
Eccezionale robustezza conferisce al BLX 15 il particolare sistema con il quale il « chip » viene montato all'interno del contenitore in plastica SOT-55.
Il BLX 15 può anche essere usato come oscillatore per frequenze fino a 108 MHz e può fornire potenze fino a 150 W.
Altri transistori della stessa classe sono il **BLX 13** ed il **BLX-14**;
il BLX 13 può fornire in classe AB un massimo di 25 $W_{p.e.p.}$ entro la gamma da 1,6 a 28 MHz; la distorsione per intermodulazione è migliore di 30 dB entro tutta la gamma di lavoro. Montati in controfase, due BLX 13 danno una potenza di 50 $W_{p.e.p.}$ mentre un BLX 13 da solo, polarizzato in classe A, può essere usato come pilota con potenza di 8 $W_{p.e.p.}$
Alla stessa maniera il BLX 14 dà 50 $W_{p.e.p.}$ da solo oppure 100 $W_{p.e.p.}$ in controfase, oppure 15 $W_{p.e.p.}$ in classe A.
Questi tre transistori possono essere utilizzati con successo per impieghi militari in rice-trasmettitori compatti e a basso consumo tanto portatili quanto montati su automezzi, oppure in impieghi civili, per comunicazioni da nave a nave o da nave a terra, ed infine per comunicazioni commerciali e industriali a lunga distanza.

[1] p.e.p. = peak envelope power

Automazione industriale, apparecchiature scientifiche, ecologia ○ Componenti elettronici e strumenti di misura ○ Data systems ○ Sistemi audio-video ○ Sistemi di illuminazione ○ Sistemi medicali ○ Telecomunicazioni ○

PHILIPS s.p.a. · Sez. Elcoma · P.za IV Novembre, 3 · 20124 Milano · T. 6994

avremmo
potuto consigliarvi
l'orologio del vicino...

ma volete mettere l'originalità di un orologio digitale fatto in proprio?

Un nuovo modo di leggere l'ora senza dover valutare la posizione delle lancette. L'orologio digitale AMTRON UK 820 permette la lettura immediata delle ore, dei minuti e dei secondi in modo da evitare qualsiasi errore di valutazione. La precisione è garantita dalla costanza della frequenza della rete elettrica. Il circuito utilizza modernissimi circuiti integrati per il trattamento delle informazioni in logica binaria che portano al risultato di indicare il trascorrere del tempo. I tubi indicatori sono del tipo a scarica di gas raro. Il mobile è di forma moderna ed elegante, adatto ad essere ambientato in qualsiasi arredamento. Le dimensioni sono contenute, pur permettendo una facile e chiara lettura delle cifre. La precisione è molto elevata, dell'ordine di qualche secondo al mese, e comunque non ottenibile con i normali orologi a bilanciere.

12 06 15

AMTRON

LE SCATOLE
DI MONTAGGIO AMTRON
SONO IN VENDITA
PRESSO TUTTE LE SEDI GBC
E I MIGLIORI RIVENDITORI

AMTRON

UK 820

Questo strumento permette di eseguire misure molto precise di resistenze, induttanze e capacità. Il sistema di misura a ponte, diverso per ogni grandezza misurata, garantisce la massima precisione. L'indicazione dell'equilibratura è assicurata da uno strumento a zero centrale, la cui sensibilità è aumentata da opportuni amplificatori operazionali integrati.
Un ingegnoso accorgimento limita l'amplificazione dei segnali troppo grandi, mentre la esalta ai segnali piccoli che si hanno in prossimità dell'equilibrio.

PONTE DI MISURA R-L-C

Per quanto risulti di manovra un pochino più complessa di un normale tester, un ponte fornisce risultati incomparabilmente più precisi, tanto che è ormai da molte decine d'anni lo strumento di misura principe del laboratorio, anche là dove si debbano tarare altri strumenti. Il vantaggio del ponte sugli altri tipi di strumenti è che la sua precisione non dipende da una taratura fatta di tanto in tanto, ma è sempre preciso quanto lo sono gli elementi di confronto usati per equilibrarlo.

Nell'UK 580/S il valore di una capacità o di un'induttanza «effettivi» è composto da due termini che per convenzione si definiscono termine «REALE» e termine «IMMAGINARIO». Il termine REALE corrisponde alle perdite resistive ed il termine IMMAGINARIO alle effettive proprietà in corrente alternata.

Con l'aumentare della frequenza, l'influenza delle perdite si farà sentire in maniera sempre più forte, specie per le induttanze dove l'«effetto pelle» tenderà a diminuire la sezione utile per il passaggio della corrente aumentando così la resistenza del conduttore. L'insieme della parte reale e della parte immaginaria di una grandezza reattiva, ne formeranno l'effettiva resistenza al passaggio di una corrente alternata. Questa grandezza si chiama impedenza, si misura in ohm, e risulta dalla composizione secondo il teorema di Pitagora della parte resistiva e della parte reattiva supposte rappresentate da vettori perpendicolari tra di loro. La resistenza opposta da una capacità o da un'induttanza prive di perdite al passaggio di una corrente alternata si chiamano rispettivamente «reattanza capacitiva (Xc) e «reattanza induttiva» (Xl). Ambedue dipendono dalla frequenza in ragione diretta per le induttanze ed in ragione inversa per le capacità. In parole più semplici un'induttanza oppone una resistenza al passaggio della corrente alternata tanto maggiore quanto maggiore è la frequenza, mentre con la capacità il comportamento è inverso. Tali proprietà sono molto usate per formare circuiti il cui comportamento dipende dalla frequenza, ossia i cosiddetti filtri.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione dalla rete:	**125 - 220 - 250 Vc.a. 50-60 Hz**
Consumo:	**2 W**
Grandezze misurate:	**R.L.C.**
Portate di misura:	**sette decadi per ciascuna grandezza e centesimi**
Regolazione intermedia:	**in decimi del campo di misura**
Precisione:	**0,5%**
Misura delle resistenze:	**da 0,1 Ω a 1 MΩ**
Misura delle induttanze:	**da 10 μH a 100 H**
Misura delle capacità:	**da 5 pF a 100 μF**
Circuiti integrati impiegati:	**TBA820-T FU6 A7776393 - L141B1**
Diodi impiegati:	**8x1N4002 - 6 x BAY71 - OA95**
Zener impiegati:	**2x1ZS13A- oppure 1ZS12A**
Dimensioni:	**280x150x120 mm**
Peso:	**1750 g**

Circuiti base per i ponti di misura

Tutti i ponti, siano essi in corrente continua od in corrente alternata, sono fondamentalmente basati su un'indicazione di bilanciamento della tensione di uscita, che deve essere nulla. Derivano tutti dall'originale «ponte di Wheatstone», ancora oggi usato per la misura delle resistenze.

La configurazione del ponte di Wheatstone, mostrata in fig. 2, consiste in:

1) Quattro bracci resistivi connessi «a diamante», che comprendono la resistenza incognita e la resistenza campione
2) Una sorgente di energia elettrica alternata o continua, a seconda delle necessità

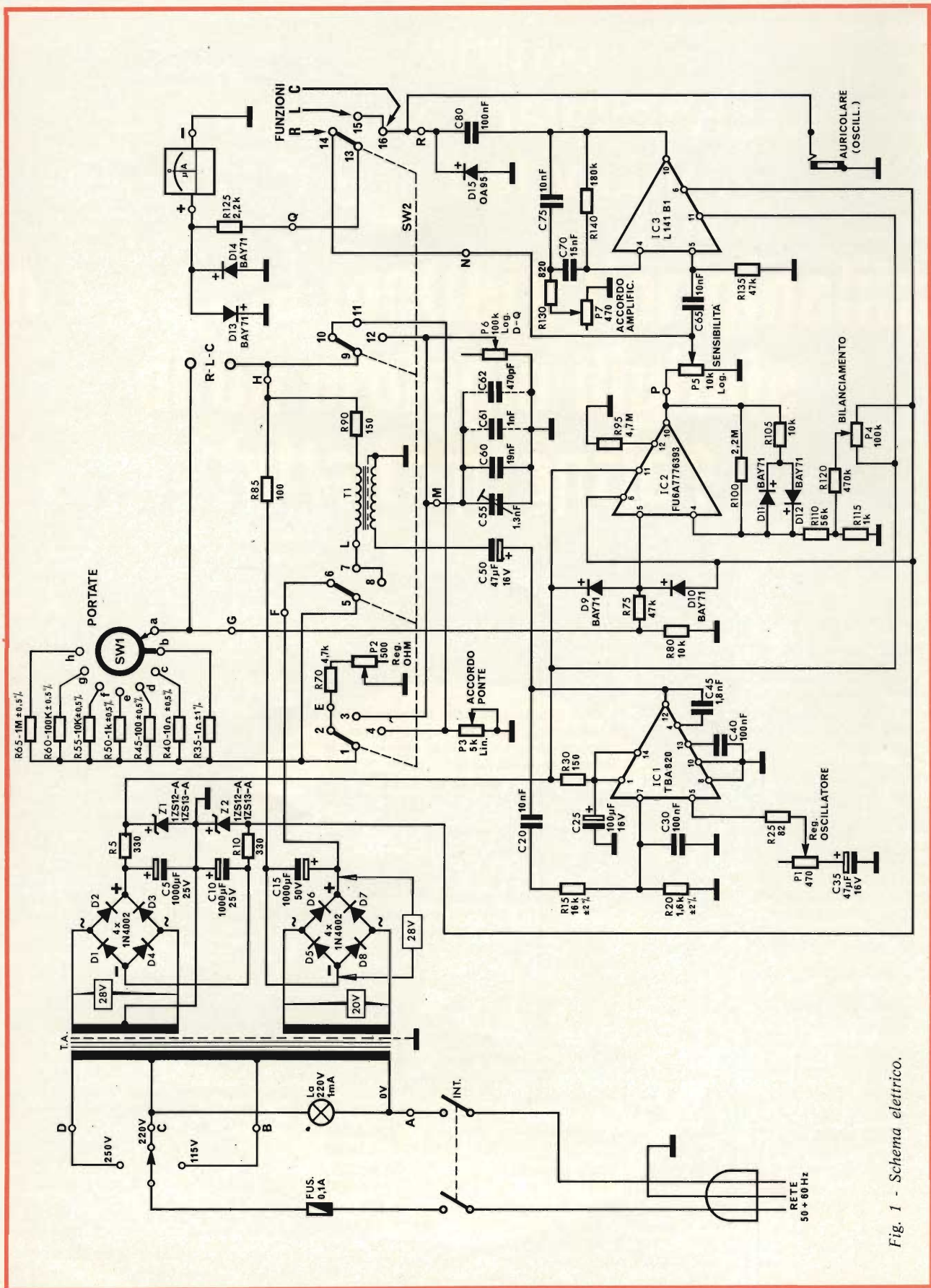



Fig. 1 - Schema elettrico.

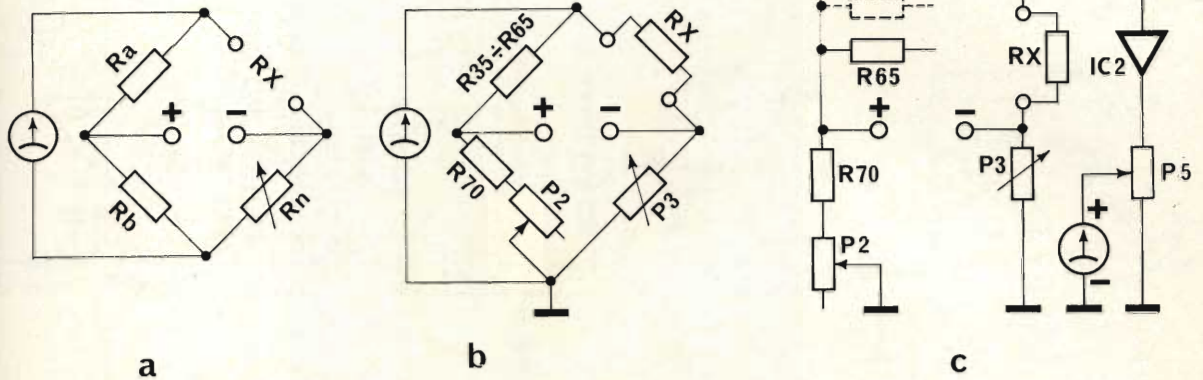



Fig. 2 - Misura delle resistenze.

3) Un indicatore di uscita che può consistere in un galvanometro, in una cuffia, oppure in un oscilloscopio.

A seconda dello scopo al quale sono destinati e dei particolari accorgimenti usati nel circuito, i ponti assumono nomi diversi, ma la disposizione mostra sempre chiaramente la derivazione dal ponte di Wheatstone.

Nella descrizione dell'apparecchio daremo le informazioni necessarie per individuare la funzione dei vari elementi ed il sistema usato per eseguirne il collegamento in funzione della grandezza che saranno chiamati a misurare.

DESCRIZIONE DELLO SCHEMA

Il ponte di misura si può predisporre mediante un apposito commutatore (SW2) in modo da formare tre schemi completamente diversi adatti ciascuno ad effettuare una delle tre misure R,L,C, per le quali il ponte è abilitato. Daremo per prima cosa le necessarie indicazioni per comprendere il funzionamento dei tre diversi ponti, partendo dai vari elementi effettivamente presenti in circuito, fino ad arrivare allo schema teorico del particolare ponte adottato.

Misura delle resistenze (Fig. 2). Si tratta del ben noto ponte di Wheatstone. Le quattro braccia sono formate rispettivamente dalla resistenza in prova, dal potenziometro P3, dalla resistenza R70 in serie col potenziometro P2 e dal gruppo di resistenze campione R35 ÷ R65 selezionabili mediante il commutatore SW1. (Fig. 2C).

Invece del solito galvanometro disposto su una delle diagonali del ponte, troviamo qui uno strumento dotato di amplificatore operazionale (IC2) che con un'opportuna rete di retroazione, viene a fornire una amplificazione di 32 dB sia per la corrente continua che per la corrente alternata necessaria per le successive misure. Questo avviene solo per le tensioni molto piccole, in quanto per tensioni maggiori entra in funzione la rete supplementare di controreazione formata da D11 e D12 in serie con la resistenza R105. Entrando in conduzione i diodi, l'effetto della controreazione sarà quello di abbassare il guadagno in maniera proporzionale al segnale. Questo accorgimento è stato adottato per eliminare il bisogno del pulsante di aumento della sensibilità finora adottato nei ponti di misura. Infatti, se il ponte è fortemente squilibrato il segnale eccessivo allo strumento potrebbe danneggiarlo. Un tempo quindi si doveva cercare un equilibrio approssimativo con la sensibilità dello strumento opportunamente ridotta.

Ad un certo punto si premeva un pulsante che restituiva tutta la sensibilità all'indicatore.

Il sistema descritto invece elimina la necessità dell'indicatore a doppia sensibilità in quanto la regolazione è automatica e dipendente dal segnale. Una regolazione fornita da P5 si ritrova alla uscita dell'operazionale e serve ad adattare l'uscita di questo alla scala dello strumento.

Siccome la formula di equilibrio del ponte di Wheatstone è la seguente:

$$Rx = \frac{Rn\ Ra}{Rb} \qquad \text{(fig. 2a)}$$

Si vede che basterà cambiare il prodotto Rn Ra per coprire una vasta gamma di valori resistivi, mentre Rb potrà rimanere costante.

Rn è formato da un gruppo di resistori fissi di alta precisione e stabilità denominati sullo schema con numeri che vanno da R35 ad R65. Questi valori resistivi si possono selezionare con un commutatore. Il campo lasciato libero tra i vari gradini di commutazione è riempito dal potenziometro Ra (nello schema P3). Regolando questo potenziometro si può equilibrare il ponte ottenendo una copertura continua, in quanto il valore inserito in circuito dal potenziometro interviene come fattore e non come addendo. E' necessario che la variazione di questo potenziometro sia **perfettamenta lineare** e che la sua stabilità sia ottima sia nel tempo che rispetto alle variazioni di temperatura, altrimenti i valori indicati sulla scala tenderebbero a scostarsi da quelli veri. Rb è fornita di un potenziometro in serie semifisso, P2 che serve a centrare l'equilibrio del ponte in modo che la scala di P3 non risulti spostata. Tale centratura si effettua per mezzo di una **resistenza campione** di 1000 Ω ± 1% fornita insieme allo strumento.

La taratura fatta per questa resistenza campione sarà valida per tutte le posizioni del ponte, entro i limiti delle tolleranze ammesse.

L'alimentazione in corrente continua della seconda diagonale del ponte viene fatta prelevando dal secondario del trasformatore di alimentazione una tensione alternata che viene in seguito rettificata dal ponte D5, D6, D7, D8 e livellata da C15. Non è necessario che questa tensione sia stabilizzata in quanto, come si vede dalla formula del ponte, il suo valore non interviene a determinare la precisione della misura. Potrà soltanto influire sulla sensibilità dello strumento, ma questa è già molto grande ed eventualmente regolabile per mezzo di P5. L'alimentatore fornisce una tensione di circa 25 V ed una corrente massima di 100 mA. L'amplificatore operazionale per le misure di resistenza è alimentato, insieme agli altri, la cui funzione chiariremo in seguito, dà un'altra sezione del secondario del trasformatore di alimentazione, la cui tensione viene raddrizzata dal ponte D1, D2, D3, D4, livellata da

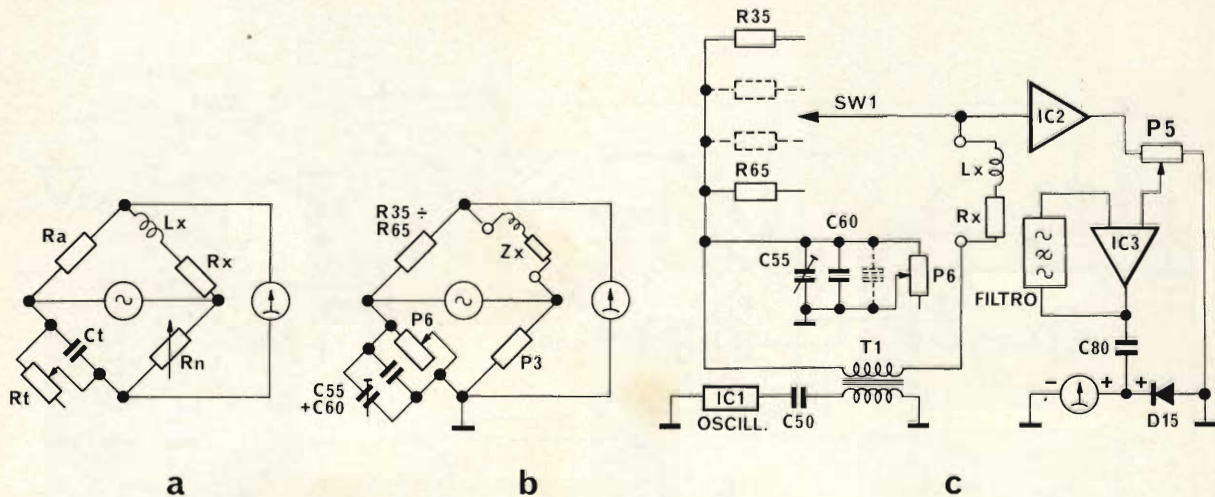



Fig. 3 - Misura delle induttanze.

C5 e C10 e stabilizzata dagli Zener Z1 e Z2 rispettivamente in serie alle resistenze R5 ed R10. Infatti gli amplificatori operazionali hanno bisogno di una tensione di alimentazione assolutamente stabile con un valore positivo ed uno negativo, con zero centrale. Il valore della tensione di alimentazione è dato dalla tensione di Zener di Z1 e di Z2.

Misura delle induttanze (Fig. 3)

Come abbiamo già accennato la misura di valori dinamici dei componenti deve essere eseguita in corrente alternata. La prima differenza che si riscontra quindi rispetto allo schema precedentemente descritto è la sostituzione della sorgente di tensione continua sulla seconda diagonale, con una sorgente a tensione alternata di frequenza fissa (circa 1.000 Hz). La frequenza di 1.000 Hz è stata scelta in quanto costituisce il riferimento standard per varie grandezze in bassa frequenza, come per esempio l' impedenza delle bobine degli altoparlanti. Ciò non toglie che i valori delle induttanze misurati saranno validi per qualsiasi frequenza. Tale costanza non vale però per i coefficienti di bontà, per cui è stato ritenuto inutile dare una scala per questi, limitandosi a fornire una regolazione non tarata atta ad equilibrare la parte resistiva o reale dell'induttanza a garanzia di una migliore esattezza della misura della parte reattiva od immaginaria. Per la misura esatta del coefficiente di bontà esistono appositi strumenti, i Q-metri, che eseguono la misura all'effettiva frequenza alla quale la bobina dovrà funzionare. Infatti il Q o coefficiente di bontà o di smorzamento dipende da troppi elementi connessi alla costruzione della bobina, che non permettono l'estrapolazione esatta per valori di frequenze diversi da quella di misura.

Un'altra differenza rispetto al ponte resistivo consiste nell'adozione di una ulteriore amplificazione, di tipo selettivo effettuata dal circuito operazionale IC3 sul segnale prelevato dalla prima diagonale del ponte.

Il segnale di azzeramento risulta alternativo e quindi esso deve essere rivelato prima di essere applicato allo strumento di misura, che funziona a corrente continua. A tale scopo si è previsto il circuito di rivelazione formato dal diodo D15 e dal condensatore C80.

Un ponte costruito secondo lo schema di fig. 3 si chiama «ponte di Maxwell».

Gli elementi di equilibratura sono gli stessi di quelli usati per il ponte di Wheatstone (P3 ed il gruppo decadico comprendente le resistenze che vanno da R35 ad R65).

La regolazione della scala viene fatta da P6 che porta in parallelo una o più capacità destinate ad equilibrare la parte reattiva. Una di queste capacità è variabile e serve a posizionare l'indicazione della scala di P3 in modo analogo a quanto fatto per le resistenze, mentre il potenziometro P6 può essere regolato dal quadro per equilibrare la parte resistiva. Solo quando l'effetto della componente resistiva sarà esattamente equilibrato, l'indicazione dell'induttanza sarà quella vera, in caso contrario il minimo avverrà in corrispondenza di un valore diverso, che sarà dato dall'impedenza ossia dalla radice quadrata della somma dei quadrati della resistenza di perdita e della reattanza induttiva a 1000 Hz. **E' quindi molto importante continuare a regolare P6 e P3 durante la misura dell'induttanza fino ad ottenere un'indicazione che sia il minimo dei minimi.**

L'alimentazione del ponte avviene per mezzo di un oscillatore avente come elemento attivo il circuito integrato lineare IC1, il quale oscilla grazie al segnale di reazione che si fa arrivare all'entrata non invertente attraverso il filtro selettivo a ponte di Wien formato da C20, R15, R20 e C30. Siccome la frequenza di oscillazione dipende anche dall'amplificazione dell'elemento attivo, si agisce su questa mediante P1 per regolarla entro certi limiti.

L'equazione del ponte di Maxwell è la seguente:

$$LX = Rn\ Ra\ Ct \qquad \text{(fig. 3a)}$$

e l'equilibratura dipende come nel caso precedente dal prodotto di Rn e di Ra, quindi valgono le medesime considerazioni fatte in precedenza.

Il valore Rx che si vede disposto in serie all'induttanza nella fig. 3 dipende dal coefficiente di bontà (Q) della bobina, e viene equilibrato e quindi eliminato dalla manovra di Rt ossia del potenziometro P6.

Il vantaggio di questo schema è che esso non necessita di confrontare l'induttanza con un campione dello stesso tipo, ma con una reattanza di segno opposto come quella fornita da un condensatore.

Misura delle capacità (Fig. 4)

Pur essendo concettualmente analoga a quella delle induttanze, la misura delle capacità richiede uno schema diverso, in quanto ora si devono confrontare reattanze dello stesso tipo. Il tipo di ponte adottato è quello di De Sauty. In questo caso si considerano le correnti di perdita di un condensatore come se esse passassero attraverso una resistenza in parallelo al condensatore ideale. Infatti le perdite sono un by-pass attraverso l' isolatore perfetto che dovrebbe essere il condensatore per la corrente continua. Notare che per l'equilibratura del ponte ci si avvale sempre dei medesimi elementi, ossia le decadi R35 ÷ R65 ed il potenziometro P3, disposti però in maniera diversa nel «diamante» del ponte.

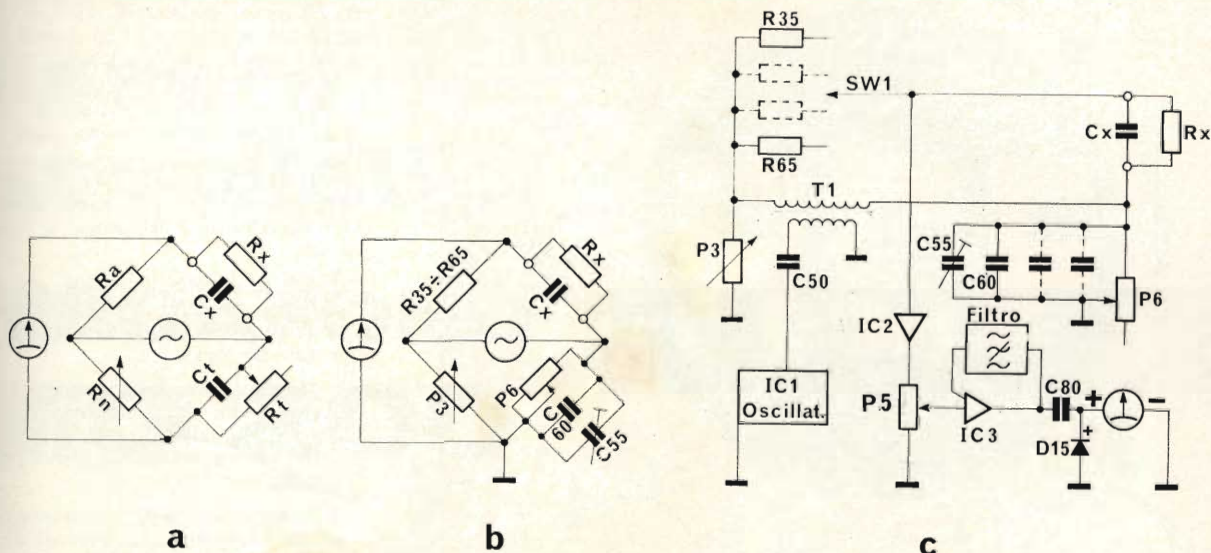



Fig. 4 - Misura delle capacità.

Anche il gruppo delle capacità C55-C60 ed **eventuali altre aggiunte per centrare la scala,** in parallelo al potenziometro P6 per equilibrare la componente resistiva sono gli stessi che nel caso precedente. Siccome anche il risultato della taratura vale anche per le induttanze, basta **effettuare la taratura soltanto con la capacità campione di 1000 pF ± 1%** fornita nel kit. Nei condensatori, di solito, la componente resistiva è meno importante che nelle induttanze, quindi, pur essendo il procedimento di misura analogo, si ravviserà la necessità di un minore uso del potenziometro P6.

In questo caso l'equazione del ponte sarà la seguente:

$$Cx = \frac{Rn\ Ct}{Ra} \qquad \text{(fig. 4a)}$$

Questa volta non abbiamo il prodotto di Rn ed Ra ma il loro rapporto, e questo fatto si noterà nell'andamento inverso della scala delle capacità rispetto a quella delle resistenze e delle induttanze.

CIRCUITI ACCESSORI

Dell'amplificatore operazionale inserito tra l'uscita del ponte e lo strumento indicatore nella misura delle resistenze abbiamo già parlato.

Quando i due diodi D11 e D12 entrano in piena conduzione per segnali molto forti, la resistenza di controreazione R105 diventerà pari alla resistenza d'ingresso R80. Siccome il coefficiente di amplificazione di un amplificatore operazionale dipende dal rapporto di queste due resistenze, essendo tale rapporto uguale ad 1 anche il guadagno sarà unitario, ossia avremo un guadagno in tensione di 0 dB. Naturalmente avremo un guadagno in corrente, che è dovuto al differente valore delle resistenze di ingresso e di uscita sulle quali la tensione si sviluppa. La prima è molto alta e quindi la corrente all'ingresso sarà molto bassa, mentre la seconda è molto bassa e si avrà l'effetto inverso. La protezione dell'ingresso del circuito integrato contro le sovratensioni è svolta dai due diodi D9 e D10 che non permettono alla tensione d'ingresso di superare quella di alimentazione sia in senso positivo che in senso negativo.

Nei due ponti in corrente alternata l'alimentazione avviene attraverso il trasformatore T1 che è costruito in modo speciale, su nucleo ad olla in ferrite, per evitare dispersioni di flusso e con schermatura elettrostatica a massa tra il primario ed il secondario per evitare accoppiamenti capacitivi non simmetrici che potrebbero alterare la precisione della misura.

Il segnale alternativo di alimentazione del ponte è generato da un oscillatore sinusoidale molto stabile al variare del carico grazie alla bassa impedenza di uscita dell'amplificatore operazionale IC1 che è usato come elemento attivo.

Un altro circuito integrato (IC3) è usato per amplificare in modo selettivo il segnale proveniente dall'amplificatore a larga banda IC2.

Lo schema nel quale è collegato IC3 forma un cosiddetto «filtro attivo» nel quale si provvede sia alla selezione di una particolare frequenza che alla sua amplificazione. Siccome la selezione della frequenza è effettuata in controreazione dal filtro ad arresto di banda formato da R140, C75, C70, R130, P7, il suo effetto sull'uscita sarà esaltato con un aumento del Q e quindi della selettività e del guadagno massimo in tensione.

Il filtro è chiamato usualmente «trappola a T pontato».

Il potenziometro P7 varierà la frequenza centrale della banda passante del filtro, permettendone l'esatta sintonizzazione con la frequenza generata dall'oscillatore e quindi la massima sensibilità dell'indicatore di zero.

Lo strumento indicatore è protetto dai sovraccarichi dalla coppia di diodi D13 e D14.

Siccome l'orecchio umano è un indicatore sensibilissimo, molto più di un galvanometro, per effettuare misure di azzeramento precise in corrente alternata, si è prevista anche una presa per cuffia o auricolare. La scomparsa del fischio indicherà l'equilibratura del ponte.

(Nel caso di incertezza del punto d'azzeramento si può utilizzare un oscilloscopio e azzerare per il minimo di altezza del segnale residuo).

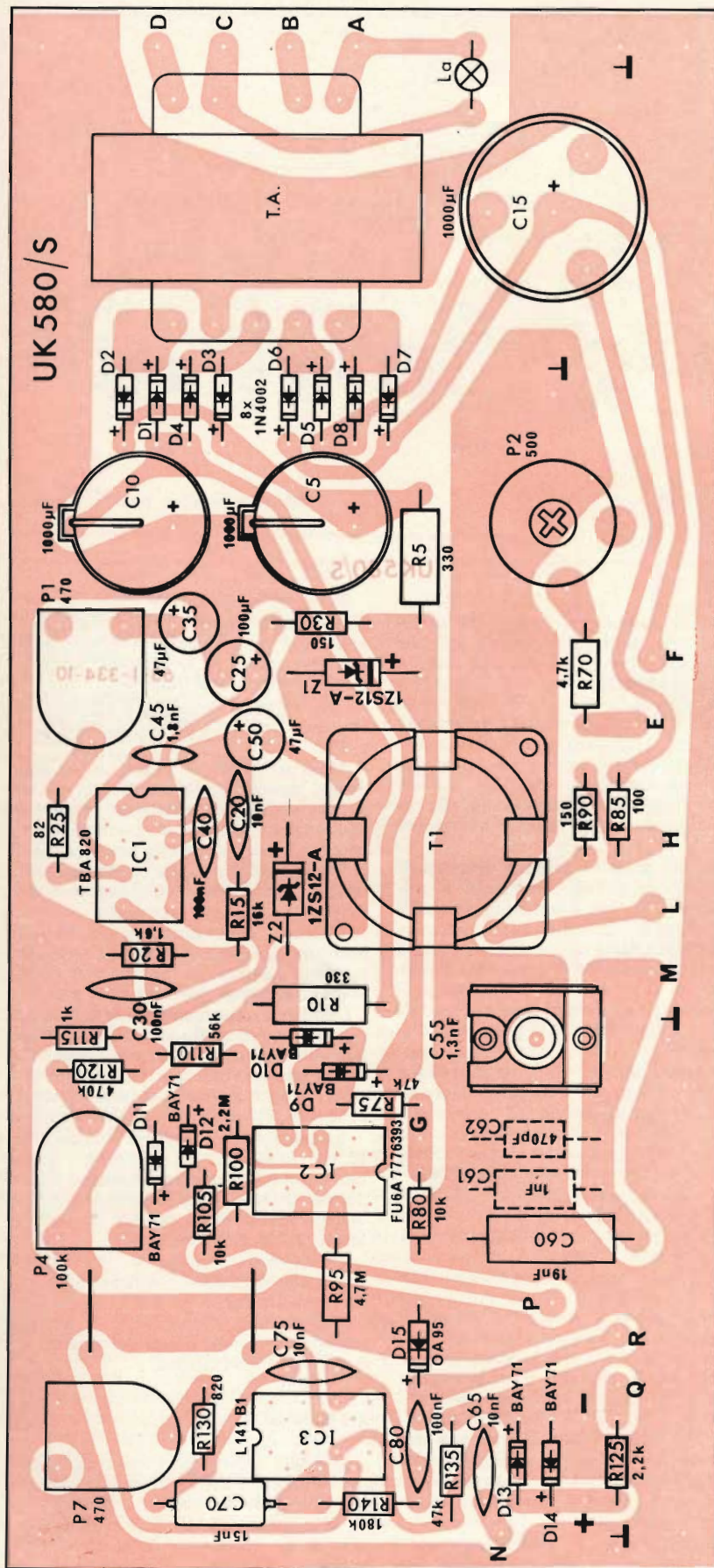
L'alimentazione complessiva dello strumento avviene dalla rete elettrica con possibilità di scelta tra tre tensioni diverse selezionabili con un cambiatensioni. Le tre tensioni di rete possibili sono 115, 220 e 250 V.

La frequenza di rete può essere sia di 50 che di 60 Hz. Un interruttore generale bipolare interrompe ambedue i conduttori di rete, in quanto non è possibile prevedere quale dei due fili sarà la fase e quale il neutro.

Un fusibile protegge la rete contro guasti che si possono verificare all'interno dello strumento, ed una lampada spia indica quando l'apparecchio è acceso. La presa di rete è dotata di contatto di massa antiinfortunistico.

MECCANICA

Il ponte universale è costruito entro un contenitore metallico della nuova linea di strumenti Amtron, ormai già ricca di numerosi tipi adatti a svariate possibilità di misure elettriche ed elettroniche.

Fig. 5 - Disposizione dei componenti sulla basetta a circuito stampato.

Il circuito è montato in gran parte su di un unico circuito stampato che garantisce al montaggio un aspetto ordinato e caratteristiche costanti.

Inoltre la disposizione su circuito stampato permette di evitare gli errori di cablaggio che un tempo erano così frequenti.

Sul pannello anteriore del contenitore sono disposti tutti i comandi necessari al funzionamento del ponte, e precisamente:

1) Lo strumento indicatore che permette la lettura dell'azzeramento della corrente sulla diagonale di misura del ponte.

2) Il regolatore della sensibilità che esegue un dosaggio della corrente trasmessa allo strumento, in modo da non superare mai le sue prestazioni massime.

3) Il regolatore D-Q che permette di neutralizzare le componenti di perdita nella misura delle induttanze e delle capacità.

4) Il selettore di scala, mediante la cui manovra si sceglie l'estensione del campo di misura (RANGE).

5) Il verniero, P3 che permette di percorrere con continuità il campo di misura delimitato dal selettore di scala.

6) Il selettore di funzione, che permette di scegliere il tipo di grandezza da misurare (resistenza, induttanza o capacità).

7) Le prese d'ingresso alle quali va connesso l'elemento da sottoporre a misura.

8) La presa per la cuffia che è un utile accessorio per l'esatto azzeramento in corrente alternata.

9) La lampada di segnalazione di strumento acceso.

10) L'interruttore generale di rete.

Sul pannello posteriore troviamo il conduttore di allacciamento alla rete con presa di massa di sicurezza, il fusibile di protezione ed il cambiatensioni.

TARATURA DELLO STRUMENTO

Dopo aver effettuato un'ultima accurata verifica del montaggio elettrico e meccanico ed esserci accertati che non sussistano errori di qualsiasi genere, accertarsi che la tensione disponibile sulla rete corrisponda a quella segnata dal cambiatensioni. Infilare quindi la spina nella presa ed accendere lo strumento. Prima di dare corrente si sarà provveduto ad azzerare meccanicamente l'apparecchio indicatore agendo sulla vite sottostante alla scala, attraverso l'apposito foro praticato nella mascherina anteriore.

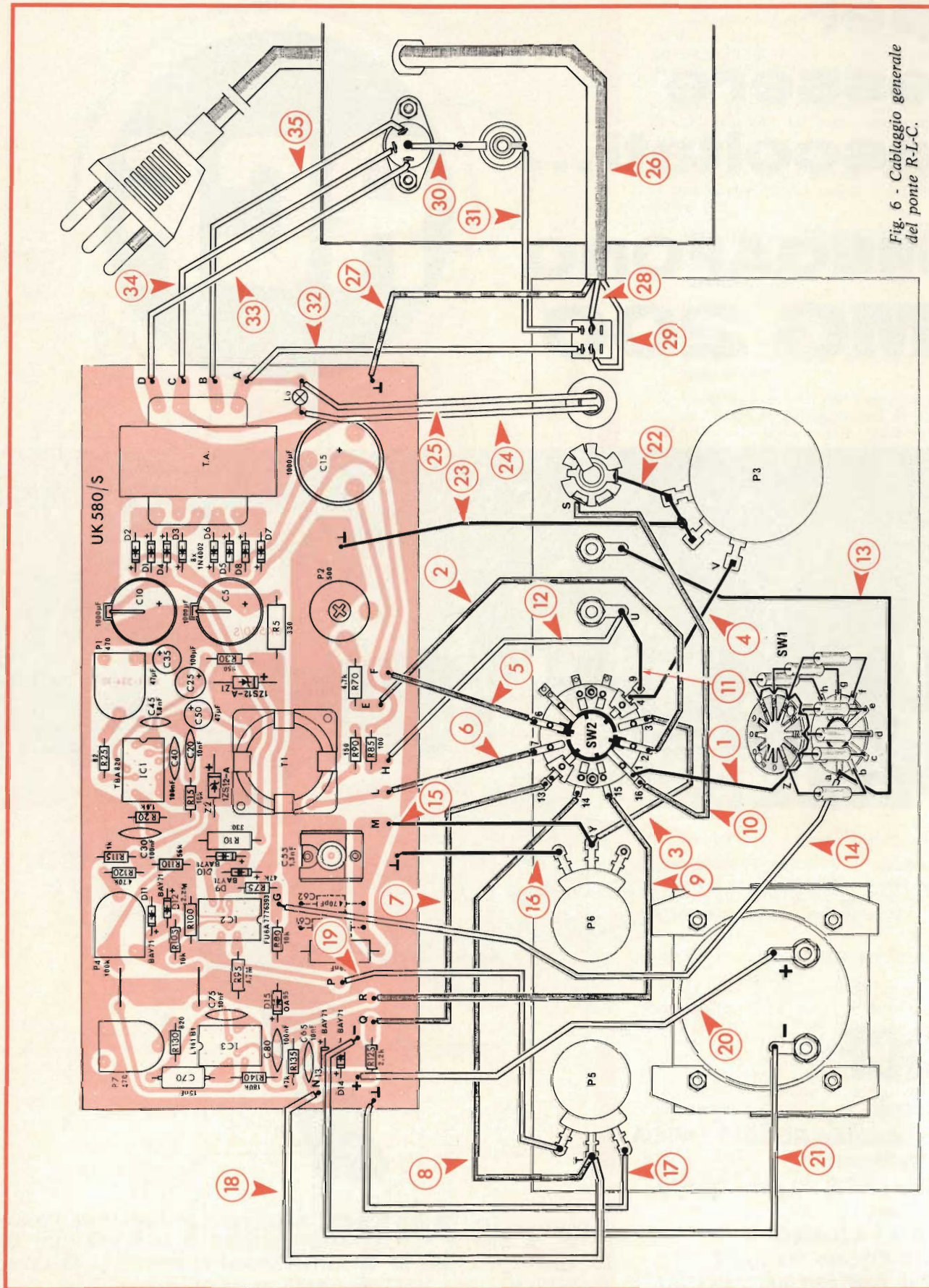
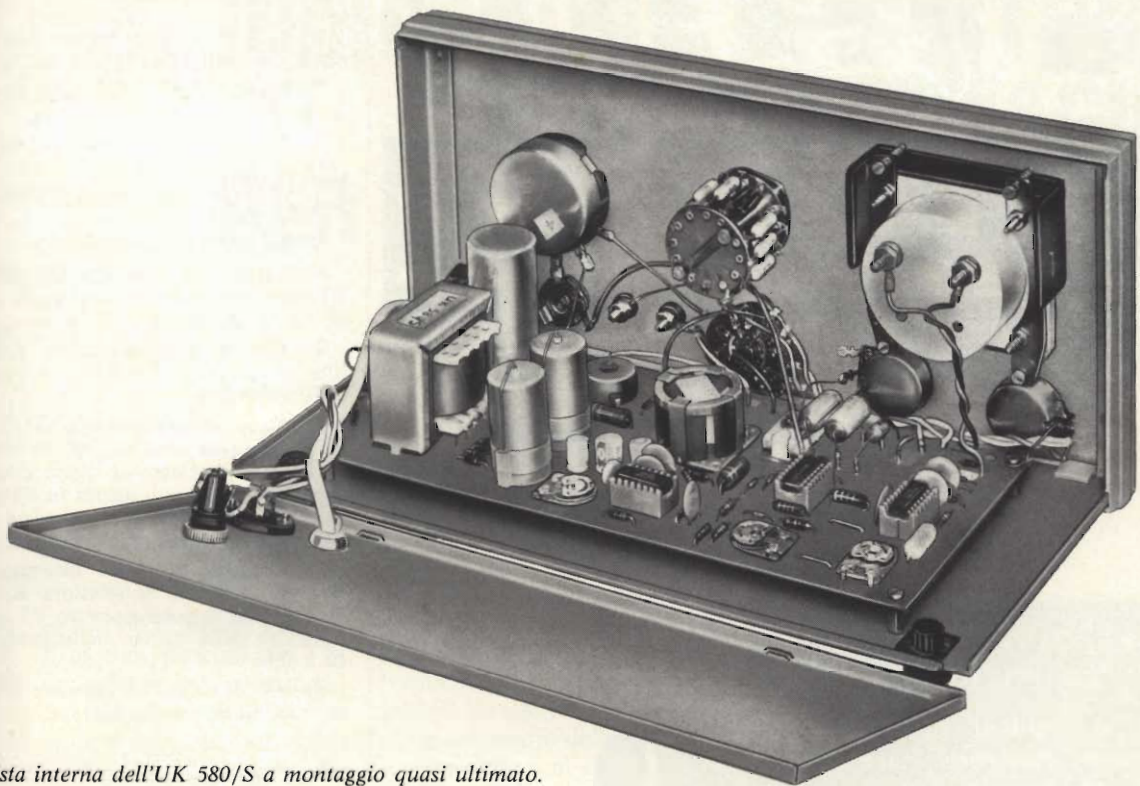



Fig. 6 - Cablaggio generale del ponte R-L-C.

Vista interna dell'UK 580/S a montaggio quasi ultimato.

Taratura elettrica

1) Accendere lo strumento.

Mettere il commutatore RLC su R.

Cortocircuitare fermamente i terminali di ingresso del ponte.

Posizionare la manopola a indice a fondo corsa in senso antiorario.

Posizionare il commutatore di portata sulla scala 1 MΩ.

Portare la sensibilità al massimo.

Agendo sul potenziometro P4 azzerare lo strumento indicatore.

2) Disporre il selettore di funzioni su C girare di una o due divisioni il comando SENSITIVITY.

3) Portare il commutatore RANGE su 100 μF.

4) Portare il regolatore P3 su un punto intermedio della scala.

5) Regolare il potenziometro dell'oscillatore P1 fino ad ottenere la massima indicazione dello strumento indicatore verso destra.

6) Regolare l'accordo dell'amplificatore selettivo P7 fino ad ottenere la massima indicazione. Se lo strumento tende ad andare verso fondo scala abbassare il livello del comando SENSITIVITY.

7) Ripetere le operazioni suddette fino ad ottenere la massima indicazione dello strumento con il comando sensitivity sempre alla stessa posizione. In questo modo avremo portato in sintonia la frequenza dell'oscillatore e quella dell'amplificatore selettivo.

8) Portare il selettore di funzioni su R.

9) Posizionare il selettore di portata su 1 kΩ.

10) Portare la manopola di P3 in posizione 10.

11) Connettere alle boccole d'ingresso la resistenza campione da 1 kΩ fornita insieme allo strumento.

12) Azzerare lo strumento indicatore agendo sul potenziometro semifisso P2 In questo modo avremo tarato lo strumento per la scala delle resistenze.

13) Portare il commutatore di funzioni su C e connettere ai morsetti la capacità campione da 1000 pF.

14) Portare il comando D-Q a fondo scala in senso orario.

15) Portare il commutatore di portata sulla scala 1 nF.

16) Portare la manopola del potenziometro P3 in posizione 5 circa.

17) Regolare il trimmer P4 fino ad ottenere un massimo nell'indicazione dello strumento.

18) Portare la manopola di P3 all'indicazione 10.

19) Agire sul trimmer capacitivo C55 fino ad ottenere un minimo dell'indicazione dello strumento. Provare a connettere una alla volta tra gli appositi ancoraggi le capacità supplementari C61 e C62. **Per effettuarne la saldatura togliere corrente all'apparecchio.** Verificare in quali condizioni si ottiene il minimo dei minimi nell'indicazione dello strumento. Bisognerà fare tre prove: una con solo C61, una con solo C62 ed una con ambedue i condensatori, regolando ogni volta il trimmer C55 e tenendo nota dei minimi via via ottenuti. Lasciare come definitiva la sistemazione che permette di avvicinare al massimo l'indice allo zero.

In questo modo si ottiene la taratura dello strumento sia per le capacità che per le induttanze.

COME SI USA IL PONTE RLC

Misura delle resistenze

1) Accendere lo strumento mantenendo al minimo (antiorario) il regolatore SENSITIVITY.

2) Portare il selettore di funzione su R.

3) Collegare la resistenza incognita ai morsetti.

4) Aumentare la sensibilità fino ad ottenere un'indicazione prossima alla metà del campo di misura dell'indicatore. Agire sul commutatore RANGE fino ad ottenere la minima indicazione e su P3 fino ad azzerare l'indicatore. Aumentare via via la sensibilità ed affinare la misura con successive manovre di P3 per ottenere l'azzeramento.

5) Leggere il valore ottenuto. La scala di P3 porta l'indicazione in decimi del campo indicato da RANGE. Per esempio si ottiene lo zero per un valore di RANGE 10 kΩ, con P3 in posizione 7,3; il valore della resistenza incognita sarà 10.000 x 0,73 = 7.300 Ω.

Misura delle induttanze

1) Accendere lo strumento con il comando «SENSITIVITY» al minimo.

2) Posizionare il selettore di funzioni su L.

3) Portare il regolatore D-Q a fondo scala in senso orario.

4) Connettere ai morsetti l'induttanza da misurare.

5) Portare P3 sul valore 5.

6) Regolare il comando SENSITIVITY fino a portare lo strumento a fondo scala circa.

7) Girare il commutatore RANGE fino ad ottenere la minima indicazione dello strumento.

8) Agire sulla manopola di P3 fino ad ottenere la minima indicazione poi su D-Q e verificare se l'indicazione si abbassa ancora, poi ancora su P3 e così via fino ad ottenere il minimo dei minimi di indicazione sullo strumento.

9) Leggere il valore ottenuto. Per esempio troviamo il selettore RANGE su 10 H ed il potenziometro P3 su 4,6. Il valore della nostra induttanza sarà: 10 x 0,46 = 4,6 H.

Se non si riesce ad ottenere il minimo l'induttanza è interrotta.

Misura delle capacità

1) Accendere lo strumento con il comando SENSITIVITY al minimo.

2) Posizionare il selettore di funzioni su C.

3) Posizionare il selettore D-Q a fondo scala in senso orario.

4) Connettere ai morsetti la capacità da misurare.

5) Portare P3 al valore 5.

6) Regolare il comando SENSITIVITY fino a portare l'indice dello strumento all'incirca a fondo scala.

7) Girare il comando RANGE fino ad ottenere la minima indicazione dello strumento.

8) Agire sulla manopola di P3 fino ad ottenere la minima indicazione, quindi agire su D-Q e verificare se l'indicazione si abbassa ancora, poi ancora su P3 e così via fino ad ottenere il minimo dei minimi di indicazione dello strumento. Per le capacità in genere la manovra di D-Q provoca effetti meno visibili che per le induttanze, salvo che per condensatori con perdite particolarmente alte.

9) Leggere il valore ottenuto. Per esempio troviamo che il selettore RANGE è su 10 nF = 10.000 pF e l'indicazione di P3 è 8,9. Il valore della capacità sarà:
10.000 x 0,89 = 8.900 pF = 8,9 nF.

Se non si riesce ad effettuare la misura la capacità è in cortocircuito.

N.B. Le scatole di montaggio AMTRON sono distribuite presso tutti i punti di vendita GBC in Italia.

INDICATORE DI SINTONIA A OCCHIO MAGICO PER LA RICEZIONE DEI SEGNALI RTTY

a cura di G. FRANTONI

Per ben decodificare i segnali di una stazione RTTY, è necessario pervenire ad una ben precisa regolazione del ricevitore sulla frequenza del corrispondente. Per far ciò esistono parecchi sistemi elettronici più o meno complessi ma evidentemente più o meno precisi, tra i quali si può citare l'indicatore a zero centrale, l'indicatore ad occhio magico, e parecchi sistemi con visualizzazione sul tubo dell'oscilloscopio.

Ognuno può avere le sue preferenze in questo campo ma sembra tuttavia che la visualizzazione sul tubo dell'oscilloscopio sia la migliore, e poiché ci sono parecchie varianti, quella che gli americani definiscono «cross pattern» sembra la più opportuna.

Nel caso di una stazione funzionante in «Frequency Shift Keying» è necessario ricreare alla ricezione le due frequenze corrispondenti a «mark» e «space». Per far ciò si utilizza il B.F.O. del ricevitore e si regola la sua frequenza fino ad ottenere dei segnali di bassa frequenza di 2125 Hz e 2975 Hz nel caso standard dello shift di 850 Hz. In figura 1 sono rappresentate le relazioni tra la regolazione del ricevitore e del B.F.O., necessarie per una buona rivelazione.

La selettività MF deve essere scelta per passare esattamente la banda di modulazione, cosa che rende l'accordo un poco più delicato ma migliora i risultati. Nel caso di uno shift di 850 Hz, si vede che la frequenza del B.F.O. deve trovarsi a 2550 Hz del centro della MF, cioè al valore medio delle due frequenze corrispondenti ai «mark» e «space».

$$\frac{2125 + 2975}{2} = 2550$$

Se si sposta la frequenza del B.F.O. appare che il segnale «space» è considerevolmente indebolito e ne risulterà sull'apparecchiatura l'impressione di caratteri senza rapporto con quelli trasmessi e di conseguenza un messaggio incoerente.

Da notare che la frequenza del B.F.O. può essere inferiore o superiore alla frequenza MF.

Riassumendo, si conferma che la regolazione deve essere molto precisa ed è possibile pervenirvi solo

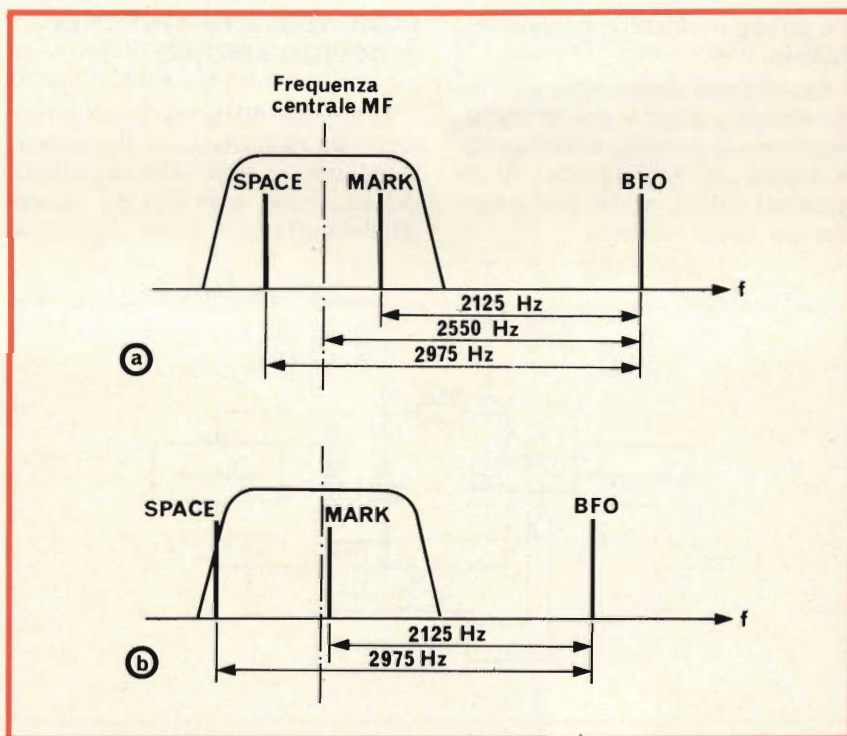



Fig. 1 - Relazione tra la regolazione del ricevitore e del B.F.O., necessarie per una buona rivelazione.

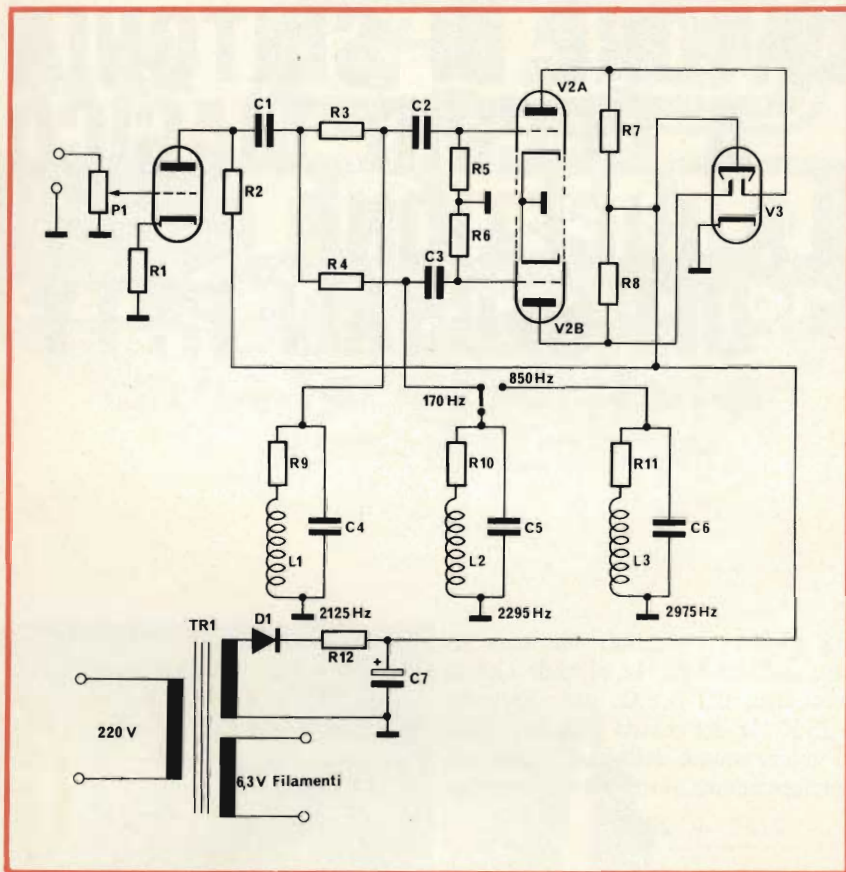



Fig. 2 - Schema elettrico dell'indicatore di sintonia a occhio magico per la ricezione dei segnali RTTY.

con un'apparechiatura specialmente studiata.

Esaminiamo innanzitutto un sistema a occhio magico, poi in seguito parleremo di parecchi montaggi che utilizzano dei tubi catodici di dimensioni ridotte e che funzionano con una bassa tensione.

INDICATORE DI SINTONIA A OCCHIO MAGICO

Il circuito di figura 2 può essere utilizzato raccordandolo direttamente ad una uscita BF alta impedenza del ricevitore, o se non c'é raccordandolo all'uscita bassa impedenza attraverso un trasformatore di adattamento 8 Ω / 10 kΩ.

L'indicazione della sintonia è ottenuta con l'aiuto di un occhio magico 6AF6, una placca del quale è sensibile ai «mark» e l'altra agli «space». Per separare questi due tipi di segnali si dispone di un complesso di filtri che saranno scelti per completare la sintonia nel caso di shift 850 Hz o 170 Hz.

Se si desiderano ottenere delle indicazioni precise, la sintonia di questi filtri dovrà essere realizzata con cura disavvolgendo delle spire della bobina, essendo fissa la capacità, e di preferenza in Mylar o Polycarbonato. Per questa misura, il montaggio della figura 3 è quello che noi consigliamo, poiché il frequenzimetro può essere escluso alla condizione «sine qua non» di disporre di un generatore ben calibrato e che possiede una buona demoltiplica.

Regolare il generatore alla frequenza di sintonia desiderata e misurare la tensione che appare ai terminali del circuito LC con il voltmetro elettronico in posizione volt alternati. Applicare di preferenza una tensione bassa al fine di non saturare la bobina.

E' sufficiente allora svolgere un certo numero di spire della bobina per ottenere una lettura massimale sulla scala del voltmetro.

In funzionamento, le due placche dell'occhio magico si accenderanno al ritmo dei «mark» e degli «space», poiché la superficie massimale illuminata corrisponde alla buona regolazione del ricevitore, e l'ampiezza può essere regolata con l'aiuto del potenziometro P1.

Fig. 3 - Collegamenti dei vari strumenti per effettuare la misura dei filtri.

ESEMPI DI INDICATORI DI SINTONIA A TUBO CATODICO

Come abbiamo già detto questo tipo di indicatore sembra il più interessante e tuttavia non è troppo complicato da realizzare; sarebbe perfino opportuno prevedere, nel caso della completa costruzione di una stazione RTTY, di incorporare l'indicatore ed il circuito di decodifica nello stesso contenitore.

Un'altra soluzione per i fortunati possessori di un oscilloscopio consi-

ste nell'utilizzarlo a condizione che disponga di un amplificatore orizzontale collegandolo sulle uscite previste a questo effetto su differenti decodificatori e prevedendo un circuito di adattamento.

In pratica, seguendo la regolazione del ricevitore si otterranno sul tubo catodico delle figure molto varie di cui ne abbiamo riprodotto un certo numero nella figura 4. In «A» si tratta di una figura ottenuta collegandosi ad un decodificatore i cui circuiti hanno un basso coefficiente di sovratensione; non essendo previsto alcun circuito di adattamento tra il decodificatore e l'oscilloscopio. Per gli altri casi della figura, il circuito di adattamento è stato incorporato nella linea di misura. In «B» non c'è il segnale FSK, ma solamente del soffio. In «C» si tratta di una emissione FSK il cui «shift» è buono ma la regolazione del ricevitore non è corretta. In «D» lo «shift» è buono e la regolazione del ricevitore è corretta.

In «E» ed «F» il segnale FSK è errato, poiché i «mark» e gli «space» sono di differente ampiezza. In «G» la regolazione del ricevitore è buona ma si tratta di uno shift di basso valore (170 Hz nel caso standard). Infine in «H», si tratta di un segnale FSK corretto; il ricevitore è ben regolato, ma il livello del segnale è basso. Se un segnale FSK può essere ricevuto, avvicinandosi alla sua frequenza si deve vedere sullo schermo del tubo catodico una croce della quale l'ampiezza delle quattro braccia aumenta e, raggiunge il suo massimo quando si passa sulla regolazione corretta e poi decresce se si continua a far variare la regolazione del ricevitore nello stesso senso. Come abbiamo già detto, se si desidera ottenere una croce corretta e non due ellissi intrecciate che non permetterebbero una regolazione così precisa, è necessario prevedere un adattatore tra il decodificatore e l'oscilloscopio, adattatore che comporta essenzialmente dei circuiti sintonizzati a forte coefficiente di sovratensione. Le frequenze di sintonia di questi circuiti sono evidentemente quelle dei «mark» e degli «space» cioè 2125 Hz e 2975 Hz per il caso generale ma è ugualmente possibile prevedere una commutazione sul circuito «space» allo scopo di passare da 2975 Hz a 2295 Hz.

Abbiamo rappresentato nella figura 5 lo schema molto semplice di un adattatore che utilizza un doppio triodo le cui griglie sono interessate dai segnali provenienti dal decodificatore. I punti di misura possono essere differenti secondo i tipi utilizzati, ed è preferibile effettuare una prova in diverse posizioni e sceglierne in seguito quella che permette di ottenere la traccia più netta.

Fig. 4 - Esempi tipici di figure che si possono osservare sul tubo a raggi catodici.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 5

R1	:	220	kΩ - 1 W
P1-P2	:	1	MΩ
C1-C2	:	1000	pF
C3	:	0,068	μF
C4	:	0,033	μF
C5-C6	:	1000	pF
V1	:	12Ax7	
L1-L2	:	88	mH

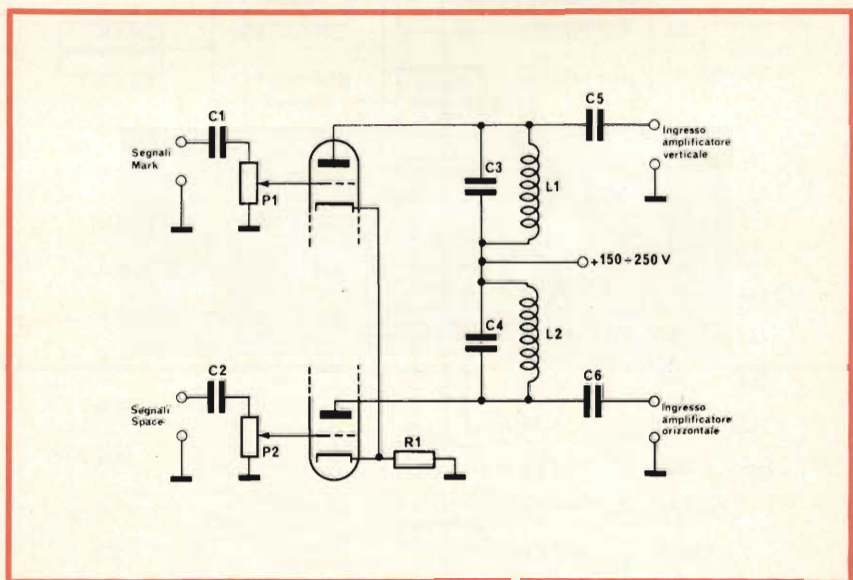



Fig. 5 - Schema elettrico di un adattatore da inserire tra il decodificatore e l'oscilloscopio.

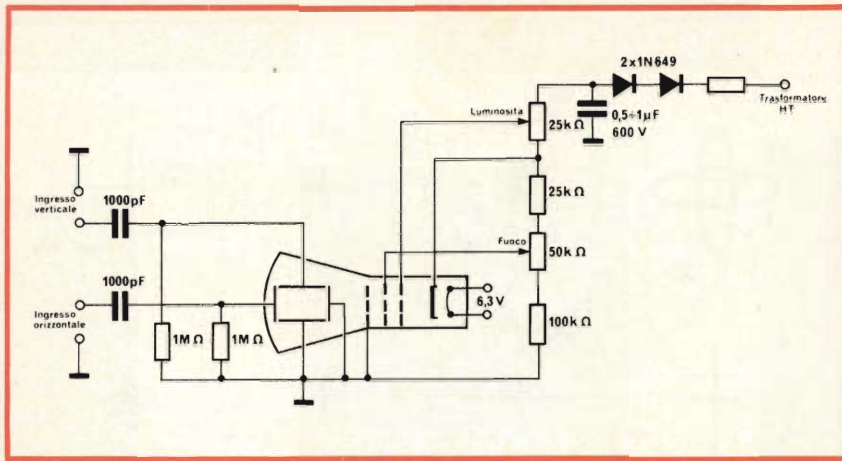



Fig. 6 - Schema elettrico dell'indicatore a tubo catodico dei segnali RTTY.

Si può dunque collegare questo adattatore ad un oscilloscopio, o piuttosto, al fine di evitare di immobilizzare un apparecchio così utile unicamente per la ricezione RTTY, realizzare un indicatore a tubo catodico, utilizzando un tubo di piccolo diametro che richiede una tensione di qualche centinaio di volt solamente. Un tale apparecchio può essere realizzato partendo dallo schema della figura 6, essendo lasciata ampia libertà per quanto concerne la scelta del tubo catodico; noi possiamo consigliare per esempio il 2AP1 o il 3EP1 che è utilizzato nella realizzazione più oltre descritta. Non è prevista una regolazione per il centraggio dello spot, poiché generalmente la fabbricazione dei tubi è tale da non necessitare di una correzione per questo tipo di applicazione; ma se ciò si rivelasse veramente indispensabile, è possibile correggere il cattivo centraggio dello spot con l'aiuto di un piccolo magnete di cui si sceglierà accuratamente il posizionamento sulla parete del tubo. Al momento della regolazione dell'adattatore, ci si potrà servire dell'indicatore a tubo catodico per stabilizzare i circuiti sintonizzati su 2125 Hz e 2975 Hz.

Per far ciò è sufficiente disporre di un generatore molto preciso di cui si regolerà la frequenza di uscita successivamente ai due valori indicati e giocare sia sulla capacità in parallelo sulla bobina sia sul numero delle spire della bobina stessa per ottenere una deviazione massimale dello spot cioè un tratto di lunghezza massimale sullo schermo, in verticale in un caso, in orizzontale nell'altro.

Data la generalizzazione dei decodificatori transistorizzati e realizzati perfino con dei circuiti integrati (i montaggi a valvole sono un pochino fuori moda ed ingombranti) pensiamo che il montaggio che descriviamo qui di seguito sia più adatto a coloro che da poco tempo si interessano di RTTY.

I circuiti di amplificazione sono semplici, si tratta all'ingresso verticale e orizzontale, di uno stadio emettitore in sequenza, per ottenere un'impedenza di ingresso elevata e di uno stadio amplificatore a guadagno regolabile che utilizza un transistore ad alta tensione.

Come abbiamo indicato per il caso precedente, i filtri del decodificatore hanno un basso coefficiente di sovratensione e ciò non consente di avere sullo schermo delle rette ma ellissi, dato che, per esempio, in presenza di un «mark», c'è sempre una tensione, certamente bassa ma non trascurabile sull'uscita «space». Per evitare ciò, sono stati inclusi nello stesso contenitore due circuiti sintonizzati ad elevato coefficiente di sovratensione, uno sintonizzato su 2125 Hz, l'altro su 2975 Hz se l'interruttore S1 è aperto, e su 2295 Hz se S1 è chiuso. Per la regolazione di questi circuiti ci si riferirà a ciò che precede.

Le funzioni dei diversi potenziometri sono le seguenti:

P1 = guadagno dell'ampiezza verticale.

P2 = guadagno dell'ampiezza orizzontale.

P3 = centraggio verticale.

P4 = centraggio orizzontale.

P5 = fuoco.

P6 = luminosità.

Limitatore
Amplificatore
Circuito di sintonia 2975 Hz
Rivelatore
Circuito di sintonia 2975 Hz
Rivelatore
Telestampatore
Adattatore decodificatore oscilloscopio
Oscilloscopio

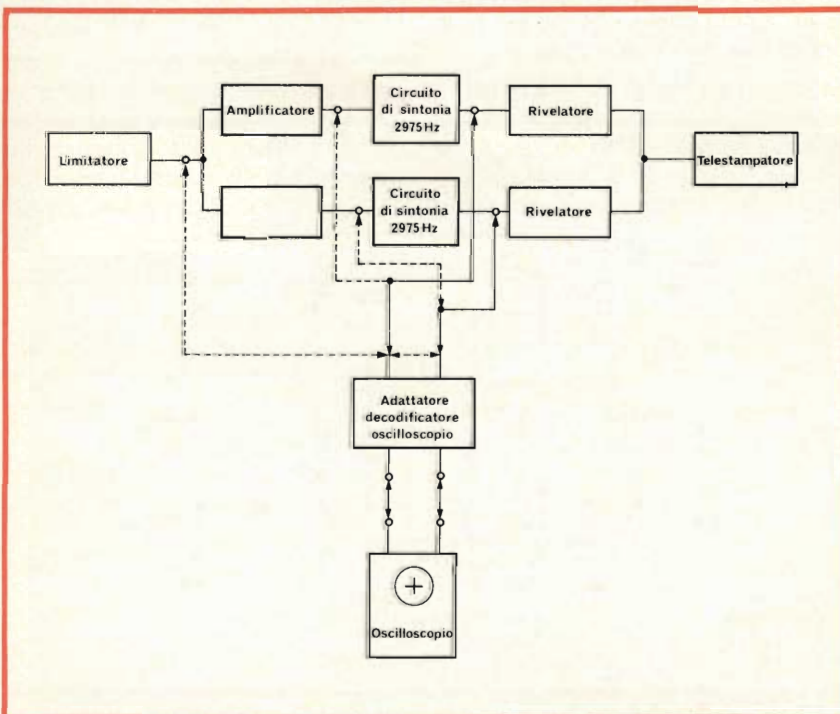



Fig. 7 - Schema a blocchi dell'indicatore di sintonia per segnali RTTY.

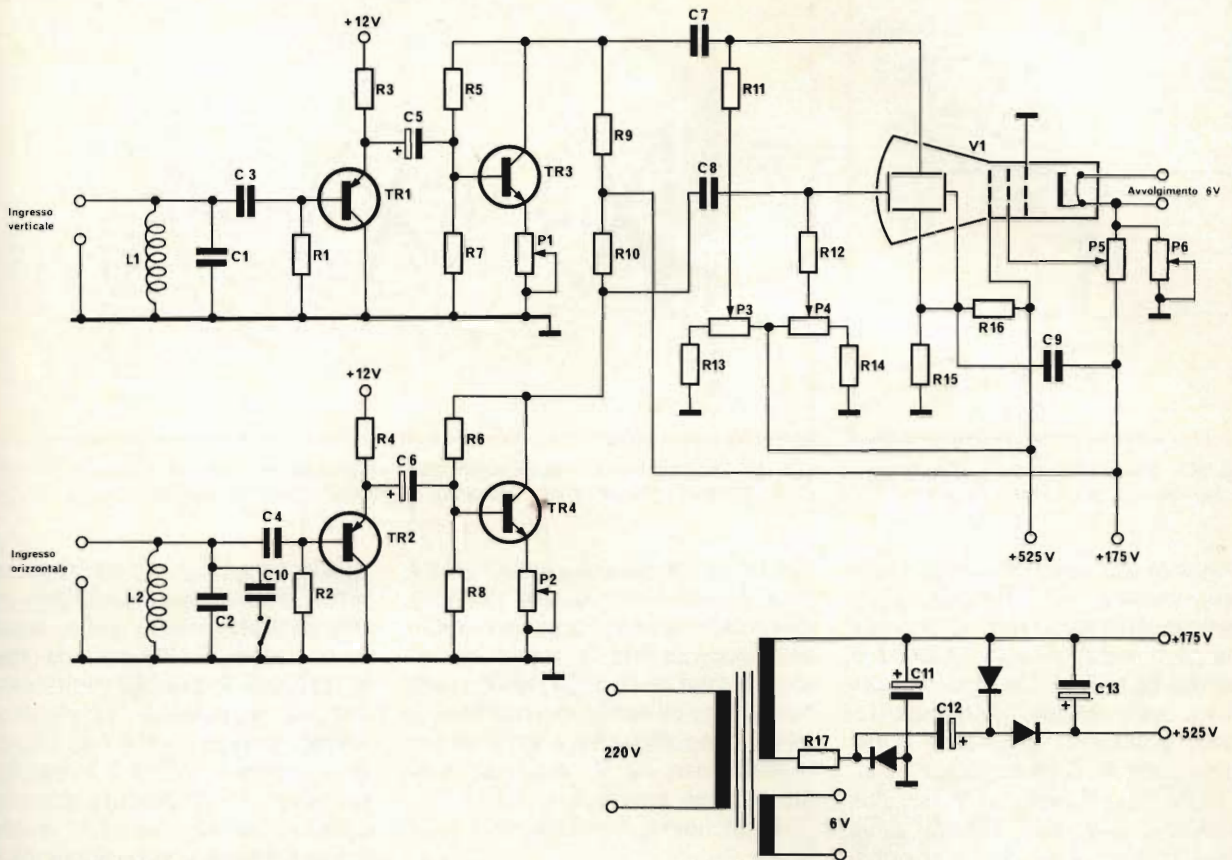



Fig. 8 - Schema elettrico di un tipico indicatore di sintonia per RTTY.

Termineremo questo capitolo interessandoci ad un altro tipo di indicatore a tubo catodico denominato a variazione di fase. Questo sistema sembra presentare delle prestazioni migliori di quelle dell'apparecchio precedentemente descritto; dato che non necessita l'impiego di filtri molto selettivi che fanno sparire un certo numero di informazioni che è utile conoscere.

Questo indicatore può essere collegato direttamente all'uscita del ricevitore o del decodificatore, e si possono osservare sullo schermo delle figure corrispondenti a quelle rappresentate in figura 10 dove A = buona regolazione, B = cattiva regolazione e C = ricezione satura.

Il principio di funzionamento è il seguente (figura 9): il circuito risonante LC è sintonizzato su di una frequenza vicina a quella che ci interessa: a questo valore, l'impedenza è minimale e di conse-

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 8

R1-R2	:	470	kΩ	C5-C6	:	22	µF
R3-R4	:	3,3	kΩ	C7-C8	:	0,022	µF
R5-R6	:	470	kΩ	C9	:	0,1	µF
R7-R8	:	33	kΩ	C10	:	0,022	µF
R9-R10	:	47	kΩ	C11	:	22	µF
R11-R12	:	1	MΩ	C12	:	10	µF
R13-R14	:	470	kΩ	P1-P2	:	5	kΩ
R15	:	330	kΩ	P3-P4	:	250	kΩ
R16	:	47	kΩ	P5	:	100	kΩ
R17	:	150	Ω	P6	:	10	kΩ
C1	:	0,068	µF	L1-L2	:	88	mH
C2	:	0,033	µF	T1-T2	:	2N1192	
C3-C4	:	0,01	µF	T3-T4	:	MJ420	
				V1	:	3EP1	

Fig. 9 - Funzionamento dell'indicatore di sintonia a variazione di fase.

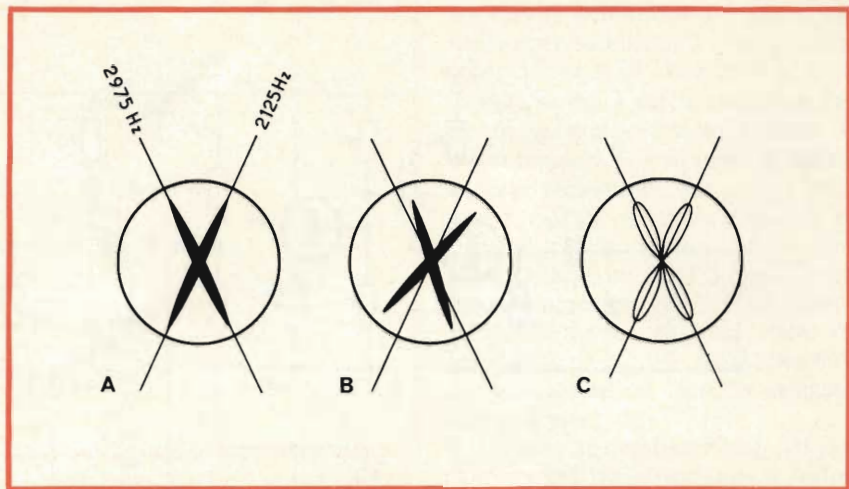



Fig. 10 - Figure che si possono osservare sullo schermo del tubo catodico. A = buona regolazione. B = cattiva regolazione. C = ricezione satura.

guenza la tensione V1 è vicina allo zero, mentre V2 è importante e presenta delle variazioni di fase da una parte e dell'altra di questa frequenza. Si sa che due sinusoidi applicate sulle entrate di un oscilloscopio producono una figura la cui forma dipende dalle ampiezze e dalla differenza di fase tra queste due sinusoidi; così due segnali dalla stessa frequenza in fase o in opposizione di fase faranno apparire una retta di cui l'angolo per rapporto all'orizzontale sarà funzione delle ampiezze relative. Se i due segnali sono sfasati di 90°, la figura ottenuta è una ellisse la cui forma sarà più o meno allungata a seconda che la differenza tra le ampiezze sarà più o meno grande.

Applichiamo ciò al circuito della figura 9.

Alla frequenza di risonanza apparirà normalmente un'ellisse poiché, in questo caso, i due segnali sono sfasati di 90°, ma si tratta in realtà di una ellisse molto piatta dunque assimilabile ad un tratto poiché, a questo valore di frequenza, l'ampiezza di V1 è nulla. Questo tratto si inclinerà da una parte e dall'altra della verticale secondo che la frequenza del segnale di en-

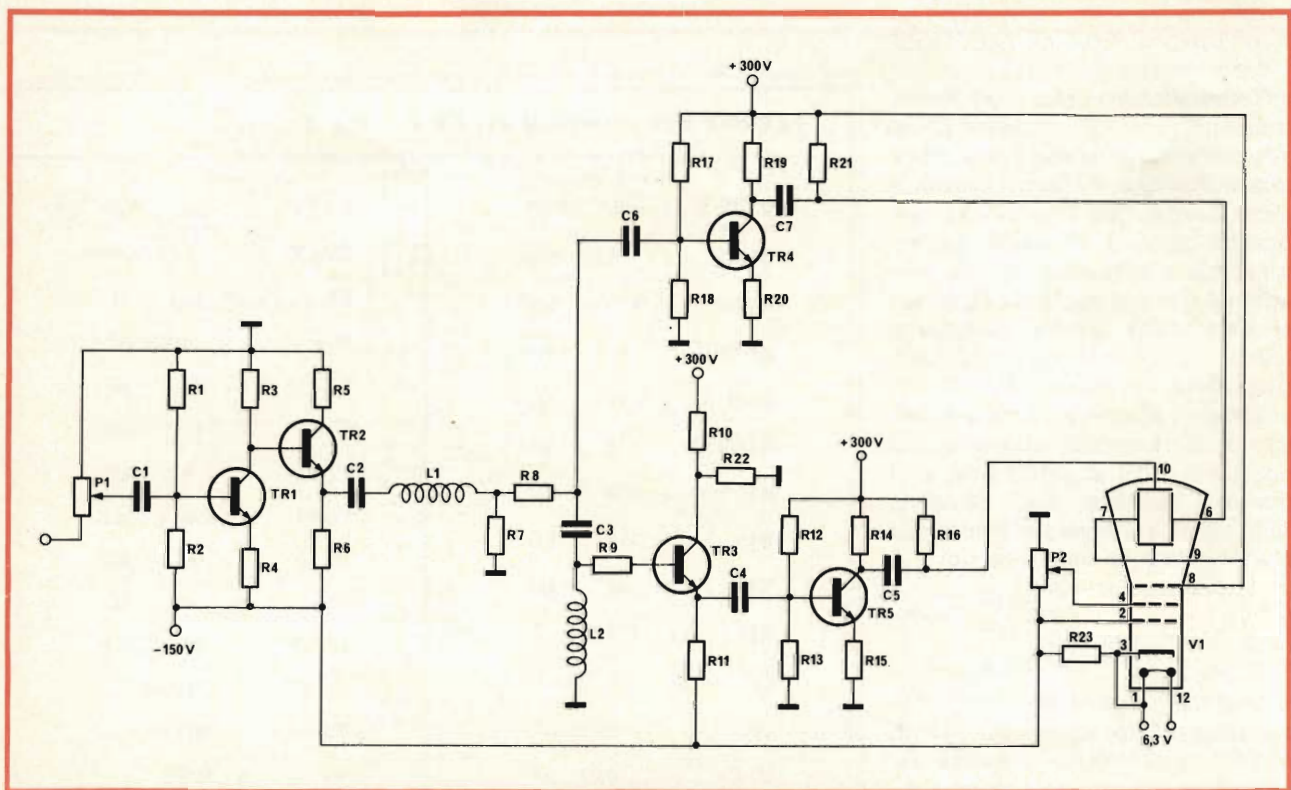



Fig. 11 - Schema elettrico generale dell'indicatore di sintonia per segnali RTTY.

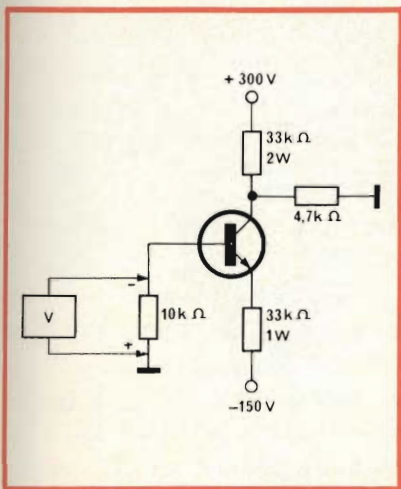



Fig. 12 - Circuito per la misura del coefficiente di sovratensione dei transistori.

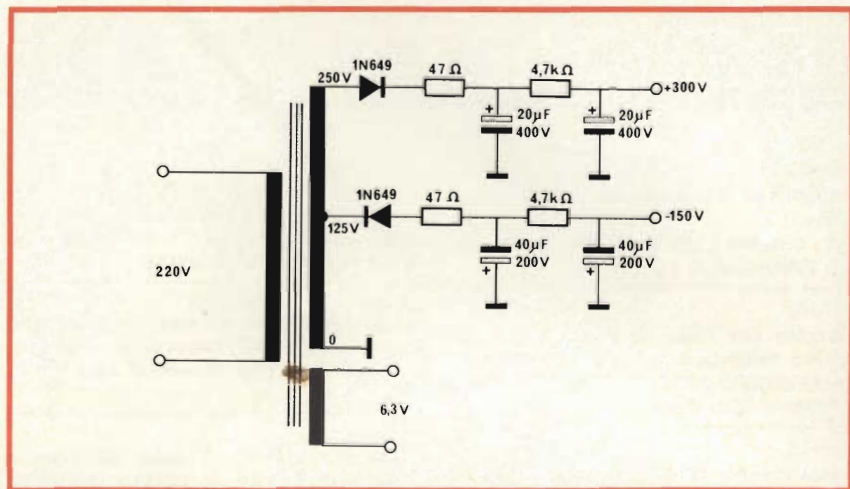



Fig. 13 - Schema elettrico della sezione alimentatore. Come si nota, il circuito impiega un solo trasformatore.

trata sarà inferiore o superiore alla frequenza di risonanza.

Ritroveremo questo principio nello schema generale dell'indicatore di sintonia (figura 11), poiché il circuito RCL è composto di R8, L2 e C3, C3 ed L2 sono sintonizzati su 2550 Hz.

Il transistore T3 è stato utilizzato per riportare in parallelo su L2 un'impedenza la più elevata possibile in modo da ottenere un ottimo coefficiente di sovratensione.

Ciascun segnale è applicato separatamente a due stadi amplificatori identici dotati di transistori 2N3439 (T4 e T5) che interessano le placche verticali e orizzontali del tubo catodico.

E' stato aggiunto un circuito di compensazione composto da R7, L1 e C2 dato che la sua impedenza aumenta con la frequenza tra 2 e 3 kHz ed equilibra la tensione ai terminali di L2 (normalmente questa tensione aumenta se non c'è tale compensazione). Il circuito L2 C1 è sintonizzato sensibilmente su 2 kHz.

Al momento della realizzazione di questo apparecchio sarà necessario scegliere con cura certi componenti; così i condensatori utilizzati nei due circuiti LC dovranno essere di ottima qualità, Mylar, Polycarbonato, ecc. al fine di ottenere il migliore coefficiente di sovratensione possibile, e di limitare le derive di frequenze di sintonia.

Allo stesso modo, per quanto possibile, si dovranno selezionare i transistori T2 e T3 e scegliere quelli che hanno il guadagno più elevato, sempre allo scopo di ottenere un migliore coefficiente di sovratensione. Per questa misura si può utilizzare il montaggio della figura 12 che è molto semplice e consente di conoscere il valore della corrente di base, essendo imposta la corrente del collettore. Si sceglieranno dunque per T2 e T3 i transistori con i quali la tensione ai terminali del resistore da 10 kΩ sarà più bassa.

Qualsiasi piccolo tubo catodico 2AP1, 2BP1 o 3AP1 sarà conveniente per visualizzare le informazioni raccolte. Non è stato previsto il centraggio dello «spot», ma questa operazione può essere effettuata con un piccolo magnete che si incollerà sulla parete del tubo quando

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 11

R1	: 330 kΩ	R19	: 110 kΩ
R2	: 10 kΩ	R20	: 3,9 kΩ
R3	: 51 kΩ	R21	: 470 kΩ
R4	: 2,4 kΩ	R22	: 47 kΩ
R5	: 1 kΩ	R23	: 330 Ω
R6	: 8,2 kΩ - 1 W	P1	: 10 kΩ
R7-R8	: 2,4 kΩ	P2	: 500 kΩ
R9	: 47 kΩ	C1	: 20 nF - 200 V
R10-R11	: 110 kΩ	C2	: 68 nF - 200 V
R12	: 510 kΩ	C3	: 43 nF - 100 V
R13	: 10 kΩ	C4	: 0,22 μF - 100 V
R14	: 110 kΩ	C5	: 20 nF - 200 V
R15	: 3,9 kΩ	C6	: 0,22 μF - 100 V
R16	: 470 kΩ	C7	: 20 nF - 200 V
R17	: 510 kΩ	T1÷T5	: 2N3439
R18	: 10 kΩ	V1	: 2BP1
		L1-L2	: 88 mH

BREVETTI

867609
Complesso circuitale di smagnetizzazione.
N.V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN AD EINDHOVEN P.B.

867610
Circuito per l'allacciamento di un apparato televisore ad uno registratore.
TELEFUNKEN PATENTVERWERTUNG GMBH. a Ulm Donau Germania

867613
Circuito automatico di magnetizzazione.
RADIO CORP. OF AMERICA
ORA RCA CORP. a N. Y. USA

867614
Circuito perfezionato di lettura per sistemi di memorizzazione delle informazioni.
C.S.

867616
Circuito di lettura di tipo compensato.
C.S.

867618
Connettori a cappellotto per ampolle di lampadine elettriche chiuse ermeticamente mediante pinzature.
BRITSH LIGHTING. IND. LTD.
ORA THORN LIGHTING LTD. a Londra.

867619
Generatore ad impulsi.
INST. ELEKTROSVAKI IMENI E.O. PATONA a Kiev URSS

867620
Sistema per fabbricare magneti di stronzio ferrite e prodotti ottenuti con tale sistema.
WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP.
a Pittsb. Penns. USA

867621
Dispositivo per la trasmissione di segnali mediante modulazione di impulsi a codice.
N.V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN AD EINDHOVEN P.B.

867627
Apparato per la rappresentazione di informazioni grafiche utilizzante uno stilo fotosensibile operante con un calcolatore posto a distanza.
RADIO CORP. OF. AMERICA
ORA RCA CORP. a N.Y. USA

867628
Transistori di potenza.
C.S.

867643
Condensatore a pellicola sottile e metodo per la sua produzione.
MATSUSHITA ELECTRIC IND. CO. LTD a Kadoma Osaka Giappone

867644
Procedimento e sistema di ripresa e trasmissione per televisione a colori.
AMPEX CORP. a Redwood City Calif. USA

867660
Apparato munito di tubo da ripresa televisiva e tubo da ripresa televisiva da impiegare in tale apparato.
N.V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN a Eindhoven P.B.

867662
Complesso di polarizzazione per circuiti a struttura integrata.
RADIO CORP. OF. AMERICA
ORA RCA CORP. a N.Y. USA

867663
Complesso di polarizzazione per amplificatori a circuito integrato.
C.S.

867664
Apparato per misure digitali.
GENERAL ELECTRIC CO.
A Schenectady N.Y. USA

867666
Dispositivo parametrico con diodo a resistenza.
SIEMENS AKT.
A Berlino e Monaco Germania

867679
Gruppo di stampa perfezionato per stampatrici veloci.
INTERNAT. BUSINESS MACHINES CORP. a Armonk N.Y. USA

867680
Ricevitore televisivo a colori.
RADIO CORP. OF AMERICA
a N. Y. USA

867681
Circuito per un ricevitore televisivo per la limitazione della luminosità.
C.S.

867682
Oscillatore della sottoportante di colore per un ricevitore televisivo a colori.
C.S.

867684
Procedimento e dispositivo per il riconoscimento automatico di caratteri.
INTERNAT STANDARD ELECTRIC CORP. a N.Y. USA

sarà definita la sua collocazione migliore.

Non rimane che mettere l'apparecchio sotto tensione e verificare che funzioni in modo corretto, innanzitutto verificando le tensioni sulle differenti uscite dei transistori, con il potenziometro P1 regolato al minimo.

Così si deve trovare:

— Sul collettore T1 = 1/2 della tensione negativa.
— Sull'emettitore di T2 = la stessa tensione a circa 1 V.
— Sull'emettitore di T3 = da −0,5 a −1 V.
— Sul collettore di T4 e T5 = 1/2 della tensione positiva.

Se certe tensioni differiscono di più del 20% dai valori indicati si dovrà agire sui resistori R1, R17 ed R12 per riportarli ad un livello corretto. Aumentando R1 si diminuisce la tensione negativa sul collettore di T1 e l'emettitore di T2, aumentando R17 cresce la tensione sul collettore di T4 e se si aumenta R12, crescerà la tensione sul collettore di T5.

In seguito applicare sull'entrata un segnale sinusoidale compreso tra 2 e 3 kHz: si deve vedere apparire un tratto sul tubo catodico e si dovrà allora regolare l'ampiezza fino a quando si ottenga una deviazione totale corrispondente ai tre quarti del diametro del tubo. Cercare in seguito di ottenere una traccia il più fine possibile con l'aiuto del potenziometro «fuoco» di 500 kΩ e se si dispone di un oscillatore ben calibrato o meglio di un frequenzimetro si reperiranno le tracce corrispondenti alle differenti frequenze standard cioè 2125, 2295 e 2975, sul tubo catodico, o meglio ancora si incorporeranno in questo apparecchio degli oscillatori molto stabili che serviranno da riferimento alla taratura.

L'alimentazione del complesso può venire realizzata con l'aiuto di un solo trasformatore, come rappresentato nella figura 13, la tensione secondaria può essere differente a condizione di cambiare il valore della resistenza serie per ottenere le due tensioni +300 V e −150 V necessarie.

questi famosi kits potete averli anche montati

UK 807
UK 807 W

ANALIZZATORE PER TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

Apparecchio di misura basato su un nuovo concetto circuitale che permette di misurare rapidamente e con grande precisione i parametri caratteristici dei transistori ad effetto di campo (FET) a giunzione.
Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz. - Misure sui transistori (FET) a canale N o P: I_{DSS} - V_p - G_m. - Corrente di drain I_{DSS}: da 0 ÷ 100 mA. - Tensione di pinch-off: da 0 ÷ 15 V.

UK 807 in kit L. 48.000 **UK 807 W già montato L. 55.000**

UK 859
UK 859 W

TEMPORIZZATORE ELETTRONICO MULTISCALA DA 1" ÷ 13'

Uno strumento che può essere impiegato in tutti i casi in cui sia necessario prolungare la durata di un'operazione per un tempo ben determinato.
Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz. - Tempi ottenibili in quattro scale: 1 ÷ 5" / 4 ÷ 30" / 15 ÷ 150" / 80" ÷ 13'

UK 859 in kit L. 20.100 **UK 859 W già montato L. 24.000**

UK 702
UK 702 W

OZONIZZATORE

Trasforma l'ossigeno dell'aria in ossigeno triatomico (ozono). L'ozono trasformandosi in ossigeno nascente, con l'umidità dell'aria, distrugge, ossidandole, tutte le impurità organiche presenti nell'aria, come bacilli, virus, molecole di fumo, cattivi odori, ecc.
Alimentazione: 115 - 220 - 250 Vc.a. - 50/60 Hz. - Produzione di ozono: sufficiente a stabilire una concentrazione di 0,05 PPM in un ambiente di 50 m^3.

UK 702 in kit L. 18.800 **UK 702 W già montato L. 19.800**

UK 675
UK 675 W

ALIMENTATORE STABILIZZATO 12,6 Vc.c. - 7 ÷ 10 A

Un alimentatore dalle caratteristiche veramente professionali atto ad alimentare apparecchiature di telecomunicazione o dilettantistiche funzionanti a 12 V.
Alimentazione: 117/125 - 220/240 Vc.a. - 50/60 Hz. - Tensione di uscita: 12,6 V regolabili entro un piccolo campo. - Corrente di carico nominale: 7 A. - Sovraccarico ammesso: 10 A per tempi non superiori ai 15 minuti.

UK 675 in kit L. 69.500 **UK 675 W già montato L. 80.000**

ALIMENTATORI - APPARECCHIATURE B.F. - ACCESSORI PER STRUMENTI MUSICALI - APPARECCHIATURE PER RADIOAMATORI, C.B. E RADIOCOMANDO - CARICA BATTERIE - LUCI PSICHEDELICHE - STRUMENTI - TRASMETTITORI FM - SINTONIZZATORI - RADIO-TV

QUADRIFONIA

TECNICA - PRINCIPI - SISTEMI

a cura di Sandro BONI

La nostra vita è circondata da un mondo di suoni. L'uomo fin dalla preistoria ha tentato di riprodurre con i mezzi a sua disposizione il canto degli uccelli, il mormorio delle acque, lo scrosciare della pioggia.

Ma ogni esecuzione, ogni riproduzione era incondizionatamente legata alla macchina uomo.

Bisognava giungere ai nostri tempi perché il sogno si realizzasse; e in neppure mezzo secolo di ricerche e applicazioni nel campo della elettroacustica, i progressi sono stati a dir poco stupefacenti.

Dal primo grammofono a manovella, che aveva destato nei nostri padri stupore e ammirazione ascoltando i 78 giri di Caruso, in un silenzio sacro rotto soltanto dallo stridio della puntina, si giungeva rapidamente, negli anni 50, a realizzare i primi impianti di amplificazione monoaurali.

Parole, per i più, senza significato come potenza, curve di risposta, distorsione........ erano proferite con competenza da pochi.

Nel 57 nasceva, all'insegna della diffidenza e dello scetticismo la stereofonia.

Per i primi anni, il conservatorismo di molti impedì la diffusione di questo nuovo mezzo di riproduzione, finché le reali differenze qualitative convinsero anche i più increduli.

Ma il progresso, incentivato dalla continua ricerca della perfezione non poteva fermarsi e a distanza di quindici anni dalla nascita dello stereo si affacciava alla ribalta, rivoluzionando i metodi precedenti, la quadrifonia.

Perché

A questo punto ci si potrebbe chiedere perché era necessario cercare un sistema che permettesse la riproduzione simultanea di quattro segnali separati.

In realtà lo stesso quesito era stato posto alla presentazione della stereofonia quando ancora imperava il mono.

La concreta risposta a questi interrogativi scaturisce analizzando di ciascun sistema la reciprocità tra causa ed effetto.

Mono - Stereo - Quadrifonia

La riproduzione monofonica produce una sensazione di vuoto e l'impressione che ne deriva non è conforme alla realtà soprattutto se il paragone è fatto con il suono di una sala da concerto.

La stereofonia ha permesso un ravvicinamento notevole alla realtà, ma senza pervenirvi completamente, poiché la propagazione sonora è soltanto frontale - angolare.

La quadrifonia, senza alcun dubbio, supplisce alle carenze dei due sistemi precedenti.

Un numero di canali superiori a due, crea spazio, profondità.

D'altro canto, se si considera che in un ambiente domestico la conformazione tipica del luogo d'ascolto ha la forma di un quadrato, o di un rettangolo, è naturale che ciò abbia portato alla ricerca di un sistema di riproduzione a quattro canali.

L'ascoltatore, posto al centro, percependo il suono dai diffusori posti nei quattro angoli, è talmente soggiogato dalla sua naturalezza che ha quasi l'illusione di trovarsi nel luogo stesso dove è stata effettuata la registrazione.

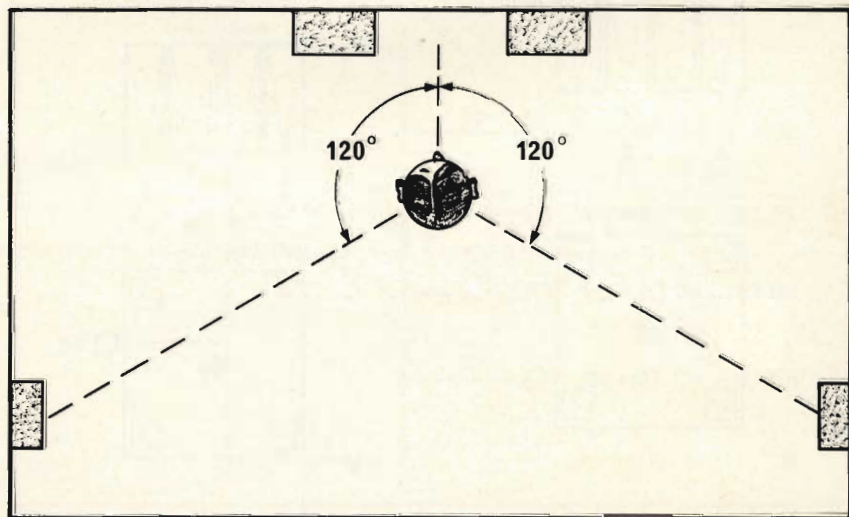



Fig. 1 - Classica disposizione degli altoparlanti in un impianto stereo.

I sistemi quadrifonici

La rivalità sul piano tecnico e commerciale dei grossi complessi industriali del settore portò alla realizzazione di quattro sistemi quadrifonici denominati CD-4 discrete, QS e SQ matrix, e Ambio, anche se in realtà quest'ultimo può essere considerato un perfezionamento dello stereo piuttosto che un sistema quadrifonico vero e proprio.

Ambio

Proprio perché non è un sistema quadrifonico verrà trattato per primo.

Denominato anche 2-2-4, come gli altri sistemi quadrifonici si avvale della riproduzione attraverso quattro altoparlanti ed è basato sul principio che in una sala da concerto l'ascoltatore non riceve solamente i suoni diretti provenienti dall'orchestra ma anche quelli riflessi dalle pareti e dal soffitto.

Questa «informazione ambientale», come noi la chiameremo, è presente nelle incisioni e nelle registrazioni ma non è riproducibile con un impianto stereo normale.

Occorrerà sottrarre elettronicamente i canali sinistro e destro uno dall'altro, per ottenere una differenza di segnali che contenga una certa quantità di questa informazione e ridistribuirla, convertita in suono, nei due altoparlanti laterali.

In una sala da concerto, i suoni riflessi verranno registrati assieme all'effettivo programma e appariranno come segnali ritardati nei canali sinistro e destro.

La classica disposizione degli altoparlanti in un impianto ambiofonico è quella riportata in figura 1.

Discrete

Denominato anche 4-4-4 in quanto dall'incisione alla riproduzione i canali sono costantemente separati.

Quattro fonti sonore primarie sono collegate direttamente agli ingressi delle apparecchiature di registrazione.

I segnali in uscita sono quindi amplificati separatamente e riprodotti tramite quattro altoparlanti.

Il più conosciuto e commercialmente il più valido, è il CD-4 sviluppato dalla JVC - Nivico Giapponese con la cooperazione della RCA Americana.

Oltre alla RCA, la Warner, l'Elektra e l'Atlantic riunite sotto il gruppo denominato WEA producono dischi con il sistema discrete.

Secondo la rivista americana Billboard, nel 1937 la produzione globale della RCA e della WEA ammontava al 25% della produzione totale USA.

Matrix SQ e QS

E' denominato anche 4-2-4. I quattro canali delle fonti sonore primarie vengono codificati in due.

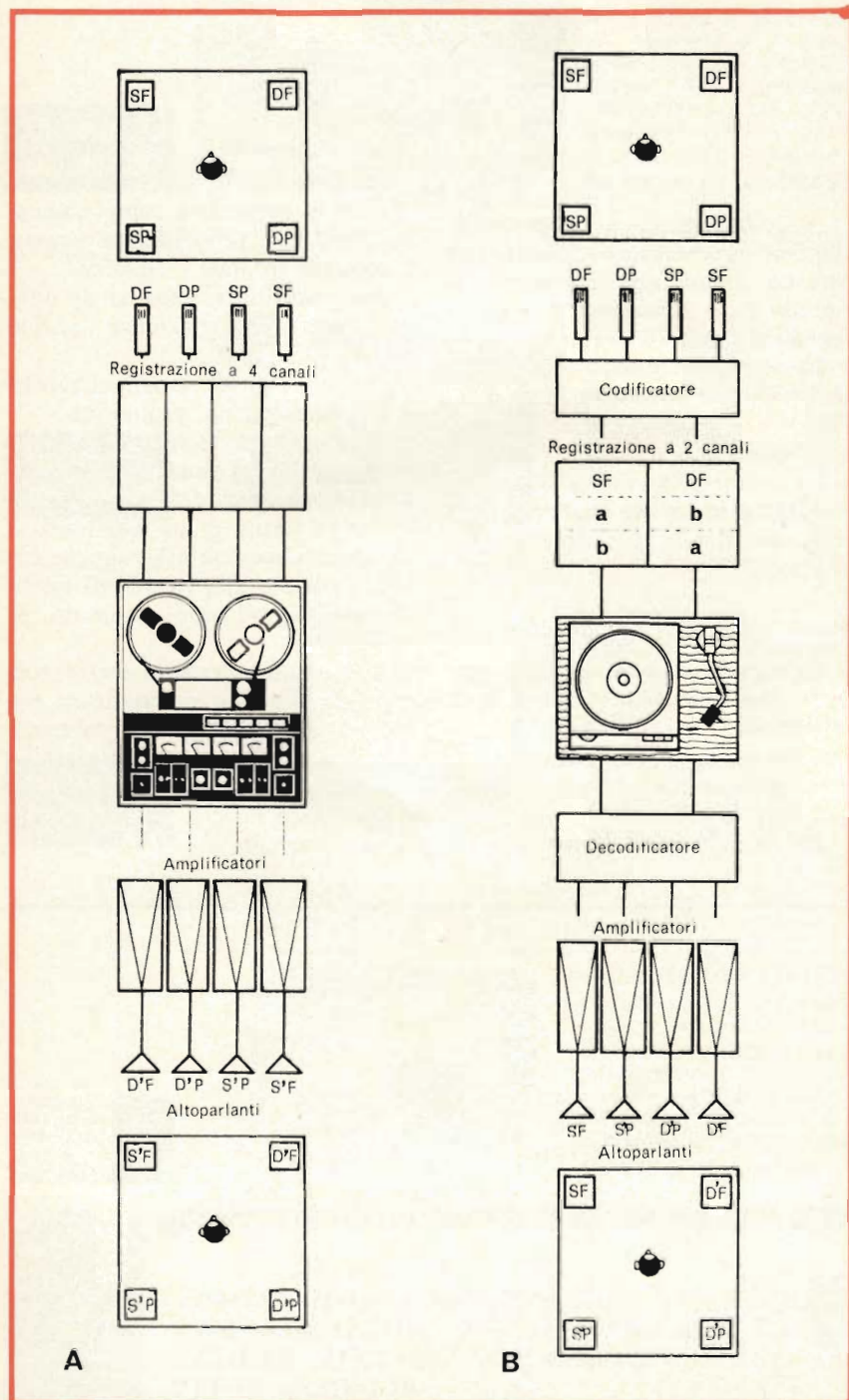



Fig. 2 - A) Schema a blocchi del sistema quadrifonico a canali separati del tipo 4-4-4. B) Sistema quadrifonico a matrice 4-2-4.

Il codificatore comprende un numero di circuiti matrice che combinano i due segnali anteriori con i due segnali posteriori come segue:

Il canale ST (sinistro totale) contiene il segnale sinistro frontale integralmente come pure una parte dei due segnali posteriori destro e sinistro sfasati secondo l'equazione seguente:

ST = S a. + 0,7 D p. – j 0,7 S p.

Il canale DT (destro totale) contiene il segnale destro frontale integralmente come pure una parte dei due segnali posteriori destro e sinistro.
Questi due segnali sono sfasati rispetto a quelli corrispondenti del canale totale sinistro.
L'equazione del segnale DT è la seguente:

DT = D a. – 0,7 S. p. + + j 0,7 D p.

j e - j indicano il coefficiente di sfasamento del segnale a cui sono preposti in rapporto agli altri.

Segnali composti

I due segnali codificati DT e ST entrando in un decodificatore vengono nuovamente scissi.
Il segnale sinistro totale - ST - è inviato direttamente all'altoparlante frontale sinistro come pure il segnale destro Totale - DT - all'altoparlante destro frontale.
In più il decoder realizza due diverse matricizzazioni dei due segnali totali che diventano rispettivamente il canale posteriore sinistro e destro.
Fanno parte del sistema «Matrix», il QS, lo SQ sviluppati rispettivamente dalla Sansui, dalla Sony e CBS.
Le differenze qualitative tra i due risiedono in una miglior separazione avanti-dietro per il QS, mentre per lo SQ si ha un rapporto più favorevole, per quanto concerne destra-sinistra; un po' meno per avanti-dietro.
Anche se da un punto di vista teorico il QS dovrebbe essere preferito allo SQ, in effetti la scelta effettuata da due colossi quali la CBS/Columbia e la EMI ha fatto pendere la bilancia a favore di quest'ultimo con un rapporto in % di 80 a 20.

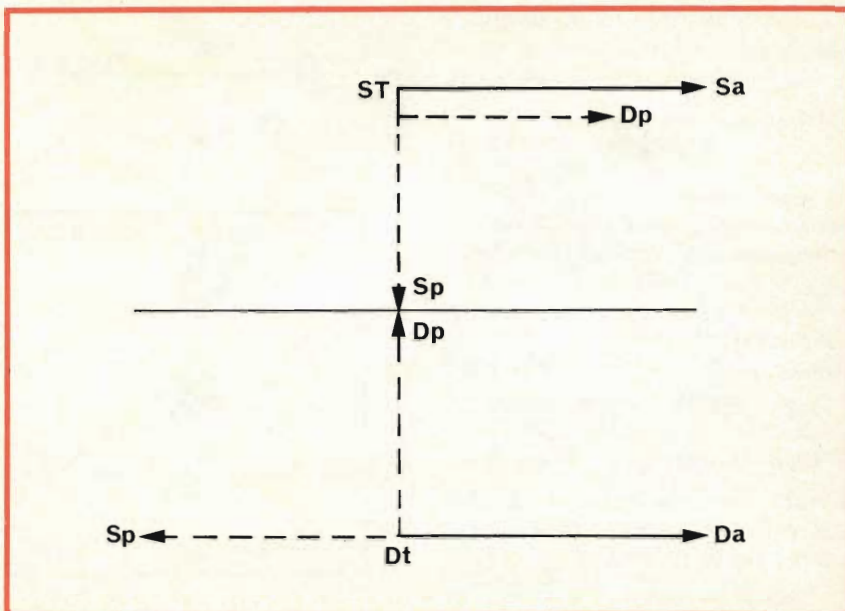



Fig. 3 - Diagramma di fase e ampiezza.

Il sistema SQ

Recentissime ricerche nel campo degli effetti psico-acustici hanno giocato un ruolo importante nella ideazione e nello sviluppo di questo sistema.

L'effetto di Haas

Quando due altoparlanti riproducono lo stesso programma, l'ascoltatore ha l'impressione che quello che gli è più vicino produca tutto il suono. Per questa ragione assume maggior rilievo l'intensità sonora piuttosto che la differenza di tempo impiegata dal suono a pervenire all'ascoltatore.
Dagli studi recentissimi della CBS, riguardanti questo fenomeno è scaturita la legge dello stereo - sinus così formulata:

$$\frac{\text{sen } \beta}{\text{sen } \alpha} =$$

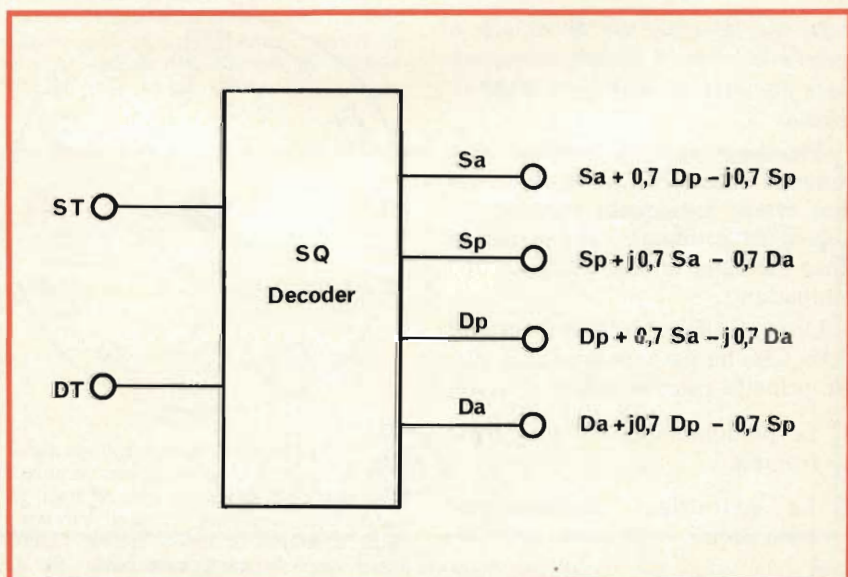



Fig. 4 - Decodifica dei segnali DT e ST.

$$= \frac{\text{segn. sinistro} - \text{segn. destro}}{\text{segn. sinistro} + \text{segn. destro}}$$

Ricavando sen β si avrà:

$$\text{sen } \beta = \frac{\text{segn. sinistro} - \text{segn. destro}}{\text{segn. sinistro} + \text{segn. destro}} \cdot \text{sen } \alpha$$

Se il segnale sinistro è uguale al segnale destro, poiché il rapporto:

$$\frac{\text{segn. sinistro} - \text{segn. destro}}{\text{segn. sinistro} + \text{segn. destro}}$$

diventa una frazione il cui numeratore è 0 e il rapporto sarà uguale a 0 per cui sostituendo avremo che:

$$\text{sen } \beta = \text{sen } \alpha \cdot 0 = 0$$

quindi $\text{sen } \beta = 0$

Ciò sta a significare che l'ascoltatore udrà il suono nel centro.

Se il segnale sinistro è molto più grande del destro l'equazione diventerà

$$\frac{\text{segn. sinistro} - \text{segn. destro}}{\text{segn. sinistro} + \text{segn. destro}} = \pm 1$$

MEMORANDUM

Il seno di un angolo è determinato dal rapporto fra il lato opposto e l'ipotenusa di un triangolo rettangolo:

pertanto $\text{sen } \alpha = \frac{a}{c}$

In questo caso $\text{sen } \beta = \text{sen } \alpha$ quindi $\beta = \alpha$ e l'impressione sonora giungerà esclusivamente da sinistra.

Tra questi estremi esistono logicamente tanti punti in cui il suono può essere localizzato secondo un angolo determinato e situato fra la linea mediana immaginaria e i due altoparlanti.

Oltre all'effetto di Haas il trattato della CBS ha posto in evidenza altri tre principi psico-acustici:

1. La predominanza della sorgente frontale
2. La contrazione dell'immagine posteriore
3. Lo spostamento quadratico dell'immagine.

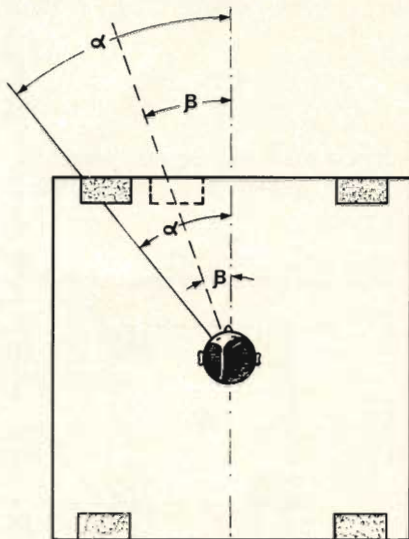



Fig. 5 - Quando due altoparlanti riproducono lo stesso segnale, l'ascoltatore ha l'impressione che quello che gli è più vicino produca tutto il suono.

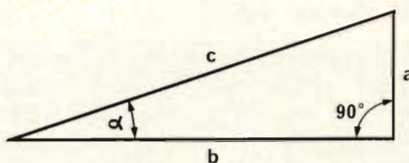



Fig. 6 - Il seno di un angolo è determinato dal rapporto fra il lato opposto e l'ipotenusa di un triangolo rettangolo.

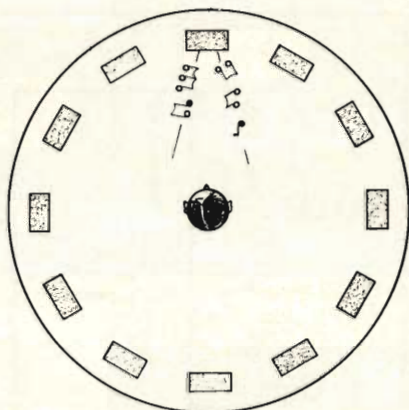



Fig. 7 - La conformazione anatomica della testa umana e la posizione naturale delle orecchie fanno sì che se tutti gli altoparlanti sistemati su una circonferenza irradiano lo stesso suono, l'ascoltatore avrà la netta sensazione che lo altoparlante frontale sia quello più potente.

Il predominio della sorgente frontale

Questo effetto è legato alla predominanza di un segnale riprodotto frontalmente, rispetto allo stesso irradiato nel medesimo istante da altoparlanti posteriori.

In queste condizioni il segnale frontale risulterà accentuato e direttivo mentre quello irradiato posteriormente servirà solo ad aumentare il volume totale del suono.

La spiegazione di questo fenomeno si può ricollegare alla conformazione anatomica della testa umana e alla posizione naturale delle orecchie.

In un senso queste costituiscono uno schermo ai suoni provenienti dal retro.

La loro percezione è solo ottenibile per riflessione.

Per quanto concerne la direzione, l'orecchio reagisce ai suoni che giungono per primi.

Un esempio chiarirà ancora di più quanto è stato detto.

Supponiamo di disporre intorno all'ascoltatore 12 altoparlanti.

Se tutti gli altoparlanti irradiano lo stesso suono, l'ascoltatore avrà la netta sensazione che l'altoparlante frontale sia quello più potente.

Quando il soggetto intento ad ascoltare una riproduzione da quattro fonti sonore volge la testa e lo sguardo alla parete laterale, il canale posteriore interessato influisce in maniera tale da compromettere la separazione fra i canali.

E' proprio questa una delle ragioni per cui si tende ad inserire nei decoder i circuiti logici perché possano costantemente analizzare i rapporti di fase e di ampiezza dei canali anteriori e posteriori e automaticamente amplificarli o attenuarli.

Quando si considera il caso in cui quattro informazioni sono «compresse» in due segnali codificati, sinistro totale —ST— e destro totale —DT—, si vede che il segnale sinistro anteriore manca completamente nel segnale destro totale come il segnale destro anteriore nel sinistro totale.

Se così non fosse, e ad esempio il «Sinistro anteriore» fosse compreso 0,7 volte nel «Destro totale», come sono le due informazioni po-

steriori, si avrebbe un effetto di monofonia non desiderabile e in una misura che può essere determinata con la legge dello stereosinus.

Si immagini che gli altoparlanti siano volti verso l'ascoltatore, con un angolo di 90° e che il segnale «sinistro anteriore» sia presente 0,7 volte nel segnale destro totale.

Com'è noto:

$$\frac{\text{sen }\beta}{\text{sen }\alpha} = \frac{\text{Segn. sin.} - \text{Segn. destro}}{\text{Segn. sin.} + \text{Segn. destro}}$$

$$\text{sen }\beta = \frac{\text{Segn. sin.} - \text{Segn. destro}}{\text{Segn. sin.} + \text{Segn. destro}} \cdot \text{sen }\alpha$$

Essendo Segn. destro = 0,7 Segn. sin.

Sostituendo:

$$\text{sen }\beta = \text{sen }\alpha \; \frac{\text{Segn. sin.} - 0{,}7 \text{ Segn. sin.}}{\text{Segn. sin.} + 0{,}7 \text{ Segn. sin.}}$$

sostituendo segn. sin. = unità e ponendo sen α = sen 45° (quindi $\alpha = 45°$)

$$\text{sen }\beta = \text{sen } 45° \; \frac{1 - 0{,}7}{1 + 0{,}7}$$

$$\text{sen }\beta = \text{sen } 45° \; \frac{0{,}3}{1{,}7}$$

Poiché il sen 45° = 0,7 sostituendo avremo:

$$\text{sen }\beta = 0{,}7 \; \frac{0{,}3}{1{,}7}$$

$$\text{sen }\beta = \frac{0{,}21}{1{,}7} = 0{,}122$$

β = arc. sen 0,122 ma arco sen 0,122 = 7° per cui β = 7°

L'angolo totale è 7° + 7° = 14°

La riproduzione, sotto questo angolo, può considerarsi monoaurale.

Contrazione dell'immagine posteriore

La contrazione dell'immagine posteriore dona l'illusione, all'ascoltatore, che gli altoparlanti posteriori siano più vicini tra loro rispetto alla posizione reale, mentre la distanza per quelli anteriori è considerata nel suo giusto valore.

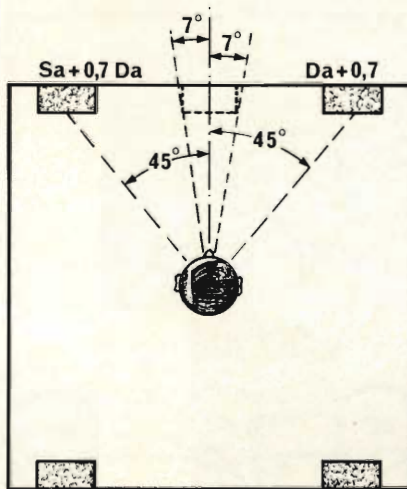



Fig. 8 - Confronto fra l'angolo di resa del sistema SQ con altri sistemi a matrice.

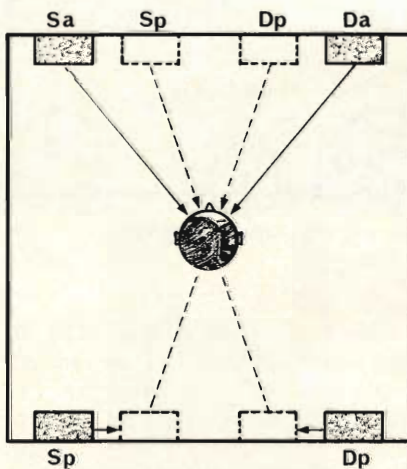



Fig. 9 - La contrazione dell'immagine posteriore dà l'illusione che gli altoparlanti posteriori siano più vicini tra loro rispetto alla posizione reale, mentre la distanza per quelli anteriori è considerata nel suo giusto valore.

Spostamento quadratico dell'immagine sonora

E' stato dimostrato che due segnali identici riprodotti simultaneamente da due altoparlanti, ma con uno sfasamento costante, danno l'illusione che gli altoparlanti, siano posti più lontano l'uno dall'altro di quello che non siano in realtà.

Questo effetto è molto evidente in una camera anecoica e in misura ridotta anche in condizioni acustiche normali.

Il disco SQ

Quando si dovette usare il nastro per le riproduzioni quadrifoniche, non insorsero problemi di ordine tecnico costruttivo se non uno per la verità molto semplice: quello di usare quattro tracce d'incisione e di lettura contemporaneamente.

Lo stesso non fu per il disco.

Inserire quattro informazioni differenti in un solco micrometrico, presentava difficoltà tecniche veramente notevoli.

Doveva, per di più, essere compatibile con i sistemi stereo normali, contenere inalterati tutti quegli effetti psico-acustici testè considerati e soddisfare pienamente quattro punti fondamentali:

1) Mantenere inalterata la larghezza del fronte sonoro prodotto dagli altoparlanti anteriori.

Fig. 10 - Due segnali identici riprodotti simultaneamente da due altoparlanti, ma con uno sfasamento costante, danno l'illusione che quest'ultimi siano posti più lontano l'uno dall'altro.

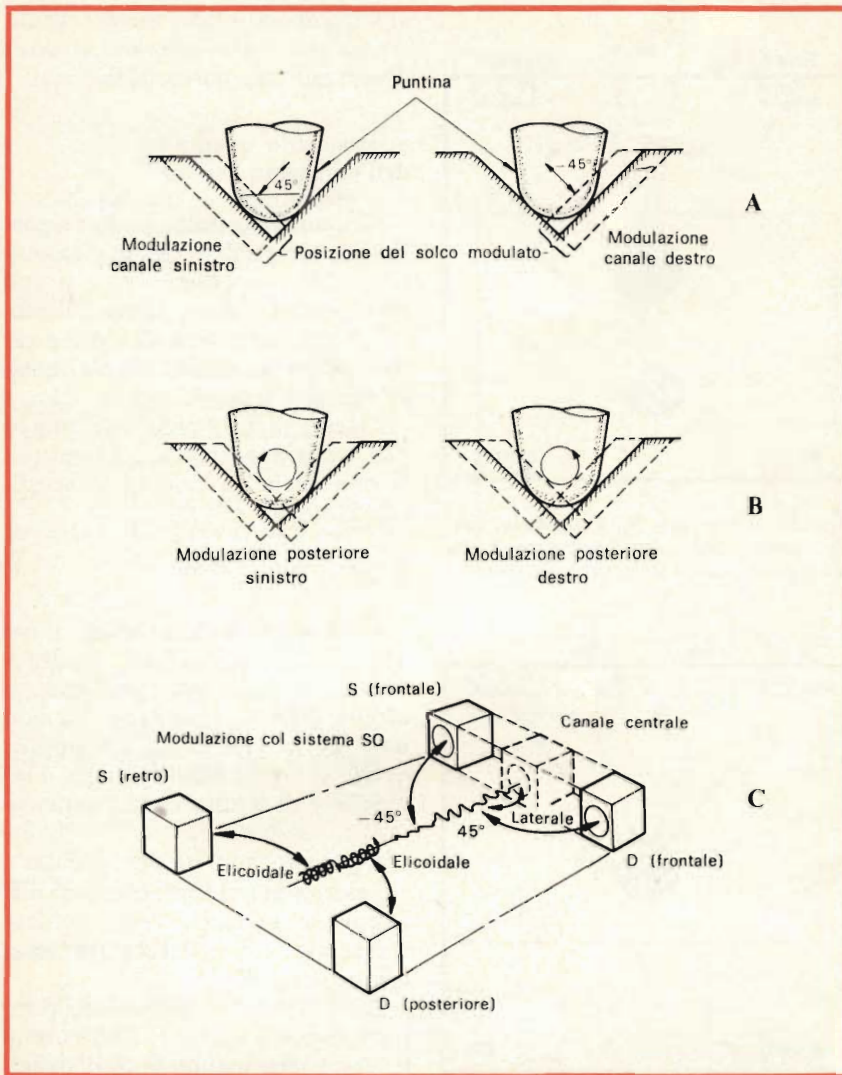



Fig. 11 - A) Sistema di registrazione dei due solchi stereofonici. B) registrazione dei due canali per la riproduzione posteriore. C) sistema complessivo della modulazione nel sistema SQ.

2) Riprodurre sotto lo stesso angolo direzionale tutti i suoni esistenti originariamente fra le estremità anteriori, una volta avvenuta codificazione e decodificazione.
3) Restituire con un corretto livello in quadrifonia i segnali posteriori e, nel caso dello stereo a due vie, donare l'illusione della loro presenza tra gli altoparlanti e il più vicino possibile al centro.
4) Riprodurre i suoni originali, realmente situati posteriormente o semplicemente riflettenti i frontali, con un giusto livello per ciascun canale considerato singolarmente o in rapporto agli altri.

Nel solco microscopico del disco SQ è racchiuso tutto ciò.

La tecnica costruttiva

Abbiamo precedentemente accennato alla funzione del codificatore.

I quattro segnali originali sono sintetizzati in due che vengono denominati «Sinistro Totale» e «Destro Totale» secondo le note equazioni.

$$ST = Sa + 0{,}7\ Dp - j\ 0{,}7\ Sp.$$
$$DT = Da - 0{,}7\ Sp + j\ 0{,}7\ Dp.$$

I segnali «Sinistro anteriore» e «Destro anteriore», come si può notare, sono compresi integralmente e rispettivamente nel «Sinistro Totale» e nel «Destro Totale».

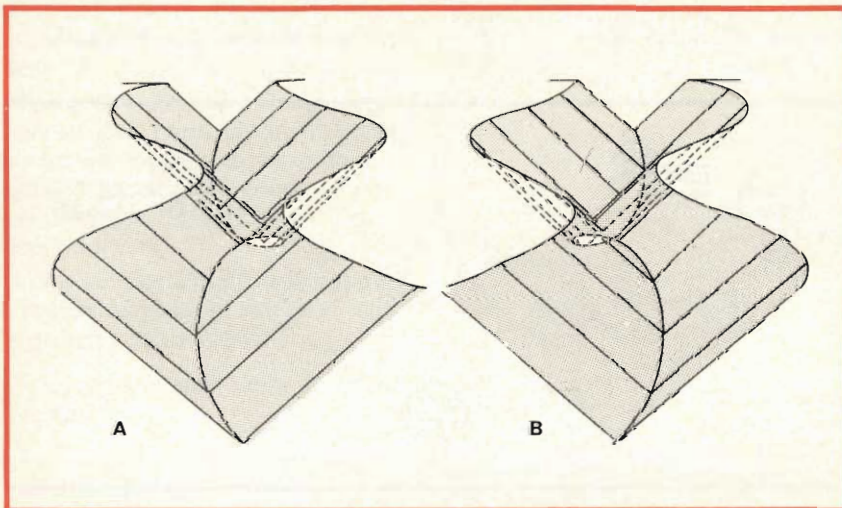



Fig 12 - A) modulazione circolare Sp. B) modulazione circolare Dp.

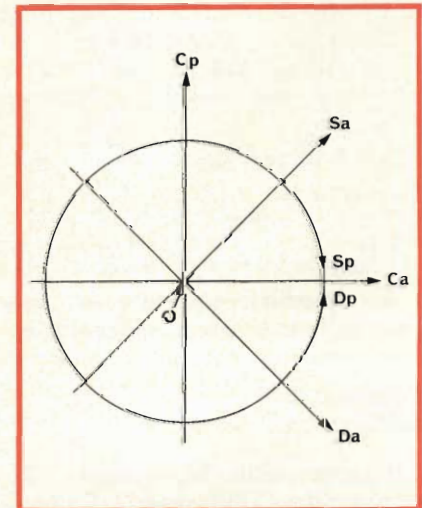



Fig. 13 - Rappresentazione grafica delle sei modulazioni descritte nel testo.

Quando il bulino riceve i due canali completi, il segnale anteriore destro e sinistro sono registrati sui fianchi del solco, dalla punta seguendo degli assi inclinati sul piano dell'orizzonte di 45° esattamente come nella registrazione a due canali.

E' questa la ragione per cui un disco SQ può essere riprodotto su un impianto stereo a due vie.

Consideriamo ora il segnale «Sinistro posteriore». Esso è compreso 0,7 volte nel «Sinistro Totale» e nel «Destro Totale» benché l'uno sfasato rispetto all'altro di 90°.

Lo stesso dicasi per il segnale «Destro posteriore».

Saranno proprio questi segnali che imprimeranno alla punta del bulino due movimenti circolari, uno in senso orario l'altro in senso antiorario.

Orario per la modulazione posteriore sinistra, antiorario per quella destra.

I movimenti circolari combinati con quello longitudinale d'avanzamento del disco originano due solchi elicoidali direttamente opposti.

A parte i segnali — Sinistro anteriore — Destro anteriore — Sinistro posteriore — Destro posteriore esistono i segnali non meno importanti — Centro avanti — Centro dietro.

Il segnale Centro avanti nell'incisione è dato dalla risultante della modulazione laterale sinistra e destra e coinciderà con il suono di centro in uno stereo convenzionale; mentre il segnale centro posteriore si ottiene quando i due movimenti elicoidali opposti dei canali posteriori si fondono in una modulazione ortogonale.

Nella rappresentazione grafica che segue sono raffigurate vettorialmente le sei modulazioni sopra descritte.

Quali impressioni suscitano i diversi segnali

Una riproduzione Stereo Quadrifonica (SQ) può essere percepita dall'ascoltatore come se si trovasse al di fuori dello spazio dove sono disposti i quattro altoparlanti.

I suoni «Sinistro anteriore» e «Destro anteriore» sono chiaramente uditi, mentre quelli posteriori e laterali anche se riprodotti agli esatti livelli sembrano dispersi suscitano quindi un'impressione di profondità.

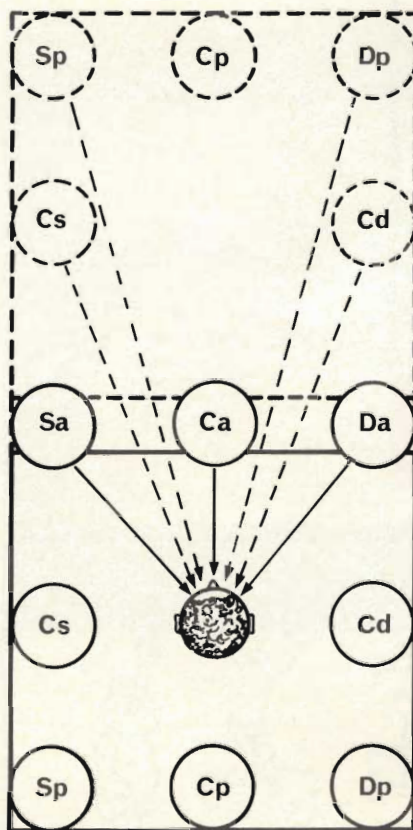



Fig. 14 - Proiezione dell'immagine sonora.

Se l'ascoltatore si trova sulla linea mediana ipotetica, può immaginarsi il suono degli altoparlanti posteriori provenienti sia dal di dietro sia dal davanti, come se in realtà il volume totale sonoro venisse irradiato solo frontalmente.

L'impressione può essere così realistica da far sembrare completamente muti gli altoparlanti posteriori e automaticamente indurre a volgere il capo per constatarne la presenza.

Decodificatore - matrice SQ

I segnali «Sinistro Totale» e «Destro Totale» uscenti dal codificatore sono inviati al Decoder attraverso i circuiti sfasatori φ - 0° e φ - 90° concepiti in maniera da lasciar passare l'intera gamma di frequenza senza attenuazione.

Le uscite dei circuiti φ - 0° corrispondenti a Sa e Da sono inviate direttamente senza subire alcun sfasamento agli altoparlanti corrispondenti, ma nel medesimo tempo si combinano con le uscite dei circuiti φ - 90° ciascuna contenente informazioni derivate dall'altro canale totale.

Dalle combinazioni «Sinistra in fase» con «Destra sfasata» e inversamente nascono i segnali posteriori Sp e Dp.

All'esame dei diagrammi di fase delle quattro uscite del decodificatore i segnali che compaiono sono essenzialmente quelli originari.

Ma com'è inevitabile, in tutti i sistemi a matrice ciascun canale riceve ugualmente, oltre all'originale,

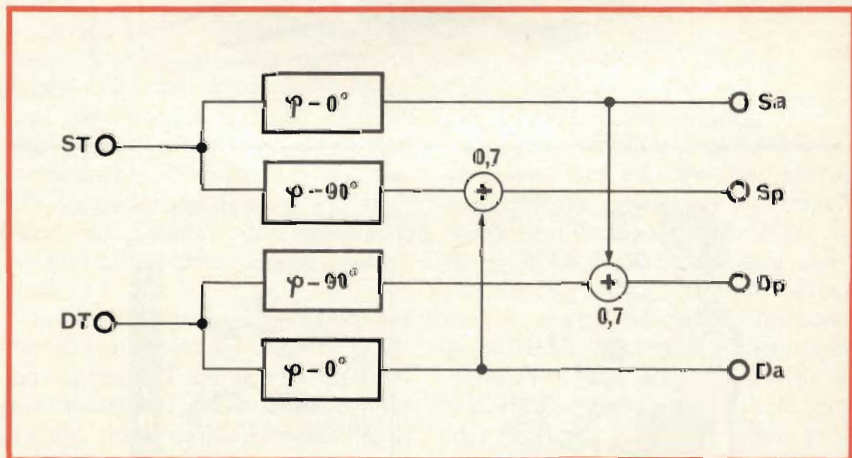
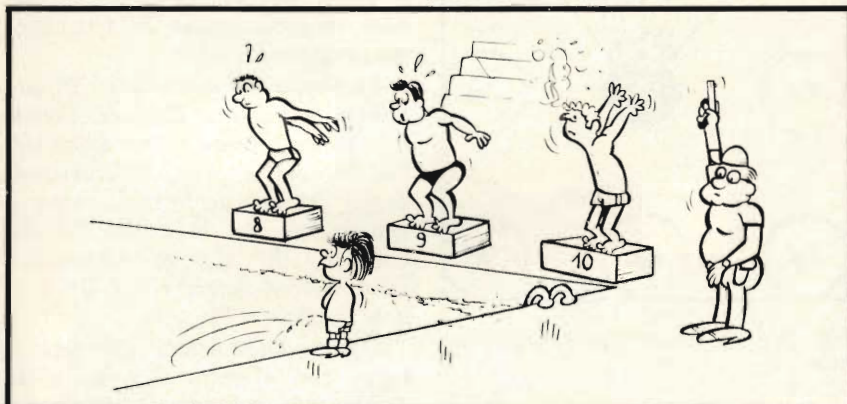



Fig. 15 - I segnali ST e DT uscenti dal decodificatore sono inviati al decoder attraverso i circuiti sfasatori concepiti in modo tale da lasciar passare l'intera gamma di frequenze senza attenuazione.

VIDEO RISATE

"LE SUE IMPRESSIONI IMMEDIATAMENTE DOPO IL KNOCK-OUT, EX CAMPIONE..."

dei segnali secondari che possono pregiudicare la separazione.

I circuiti logici

La necessità di eliminare questi dannosi effetti secondari e migliorare l'identificazione della direzione sonora, ha portato alla realizzazione di particolari circuiti logici che provvederanno ad analizzare costantemente i rapporti di fase e di ampiezza dei canali anteriori e posteriori e ad amplificarli o attenuarli a seconda dei casi.

Nei Decoder SQ sono stati adattati recentemente due tipi di circuiti logici:

i Front/Back Logic e
i Wave Matching Logic

In un decoder base non esiste separazione tra Ca/Cp quando i segnali originari contengono dei componenti monoaurali in fase.

Il F/B Logic provvede a ridurre la diafonia dovuta ai componenti in opposizione di fase, miscelando i segnali decodificati Sa e Da; Sp e Dp in funzione dei componenti monoaurali presenti nei segnali originari.

I Wave Matching Logic sono adoperati per correggere la separazione tra Sa e Sp, Da e Dp, Sa e Dp, Da e Sp.

La compatibilità nei vari sistemi

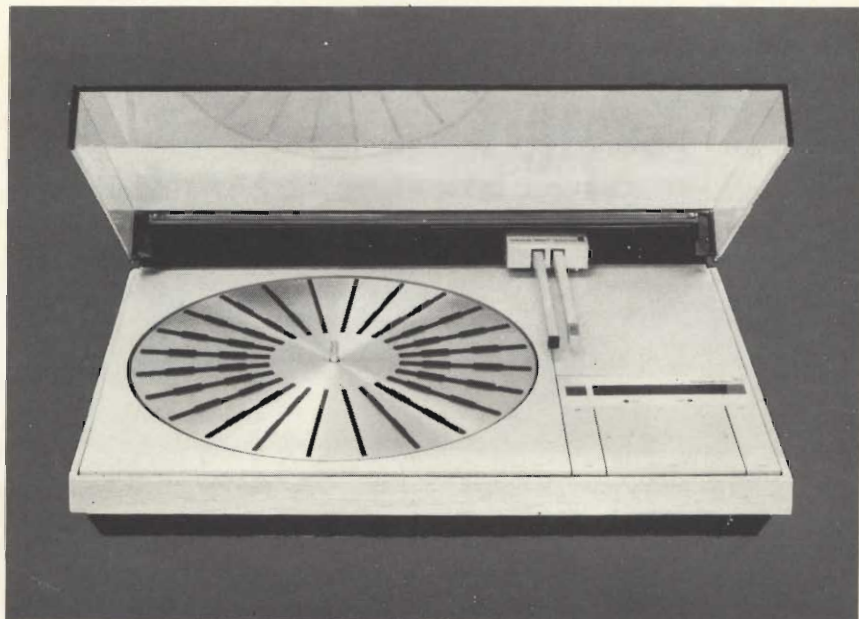
In generale ognuno dei sistemi descritti è in grado di riprodurre il mono e lo stero da giradischi, registratori.

Soprattutto per lo SQ e Matrix non esistono problemi anche per quanto riguarda i convenzionali sistemi di riproduzione in FM stereo.

Più complesso si presenta il Discrete CD4; un giradischi equipaggiato con le comuni testine non può essere atto a leggere i dischi CD4.

E' necessario che la testina usata possa coprire frequenze dell'ordine dei 45000 Hz per poter rilevare le frequenze ultrasoniche usate per l'incisione, oltre, s'intende, allo speciale decoder automatico.

Lo stesso dicasi per i programmi FM: il sintonizzatore deve essere munito di un decoder Quadraflex a commutazione automatica per mono stereo matrix e discrete.

abbiamo provato per voi...

IL BEOGRAM 4000

I costruttori di giradischi hanno sempre saputo che i dischi non venivano letti nella stessa maniera nella quale erano incisi. Il bulino incisore segue il raggio del disco, cioè una retta, mentre il braccio di lettura gira attorno ad un asse. Durante la lettura di una faccia la punta descrive dunque un arco di cerchio il cui raggio è uguale alla distanza compresa tra la punta e l'asse del braccio. Nei giradischi economici il braccio è corto, dunque il raggio è piccolo; nei giradischi Hi-Fi il braccio si allunga (oseremmo dire) in maniera proporzionale al loro prezzo. E negli apparecchi professionali, il braccio è lunghissimo. Più il braccio si allunga, più l'arco del cerchio descritto dalla punta si avvicina alla retta, ma anche con un braccio molto lungo sussiste un errore di lettura poiché un arco di cerchio non è mai una retta. Questo difetto è denominato errore di traccia e viene misurato in gradi.

Il fatto che la punta non si sposti su di un raggio apporta un effetto secondario chiamato skating. Se si esegue una analisi matematica del parallelogramma delle forze, ci si accorge che la punta è attirata verso il centro del disco (forza centripeta).

Questa forza centripeta disequilibra le pressioni della punta sui fianchi del solco, e ciò causa in alcuni casi una distorsione di contatto. Questi due problemi hanno praticamente trovato la soluzione con dei giradischi di recente costruzione, ma i mezzi per raggiungere questo scopo sono completamente diversi.

In questo articolo esamineremo la formula proposta da Bang & Olufsen. Si tratta di un giradischi il cui meccanismo è completamente nuovo con un braccio a spostamento radiale, comandato da un sistema di asservimento elettronico. Il costruttore, seguendo un'abitudine che gli è cara, vi ha aggiunto un dispositivo automatico di messa in moto con appoggio della punta nel primo solco e ricollocamento del braccio in posizione alla fine del disco. Questo servo - meccanismo, come vedremo più innanzi, è in grado di determinare automaticamente se il disco è un 30 cm, un 25 cm o un 17 cm.

GENERALITA'

Il giradischi Beogram 4000 è un complesso che assicura, da solo, il rapporto tra il solco del disco ed il preamplificatore. Dal 1958, la Bang & Olufsen è diventata campione del sistema integrato: braccio + testina. Se questa soluzione presenta dei vantaggi commerciali ed estetici, non soddisfa quegli amatori che hanno un debole per una particolare testina e non possono montarla sul loro giradischi. Questa concezione si ritrova nel Beogram 4000 dove il braccio e la testina sono perfettamente adattati.

La testina appartiene al famoso modello SP15, indubbiamente una delle migliori del momento.

La prima cosa che colpisce lo sguardo è l'insolita presenza di due bracci. Il braccio di destra, articolato verticalmente su perni temperati ed orizzontalmente su cuscinetti a sfere, porta la testina di lettura. La sua lunghezza ridotta (155 mm) si spiega con lo spostamento parallelo a un raggio del disco; è un braccio a spostamento radiale, identico a quello di un incisore di dischi e che annulla gli errori di traccia.

Un motore comandato elettronicamente mantiene in permanenza il braccio perpendicolare al raggio.

Un dispositivo foto-elettrico sensibile ad uno scarto di posizione invia il segnale necessario agli amplificatori del motore. Una vite senza fine, trascinata da quest'ultimo, assicura lo spostamento longitudinale del carrello in funzione sia delle sollecitazioni delle cellule fotoelettriche sia di quelle del «cervello elettronico».

Il movimento verticale del braccio di lettura è comandato da un dispositivo elettropneumatico che procura una discesa molto dolce ed una risalita rapida della testina. La regolazione della forza d'appoggio, ottenuta con delle molle, può essere effettuata solo con un cacciavite.

La sezione dei bracci è rettangolare, in virtù della dimensione della testina SP15. I vantaggi di un tale braccio di lettura sono i seguenti: soppressione della forza centripeta (skating), debole pressione del braccio sul solco, dovuta alla ridotta inerzia del braccio e soppressione dell'errore di traccia.

Nel caso di interruzione del funzionamento dovuta a mancanza di alimentazione, il braccio si solleva automaticamente.

Il braccio di sinistra «scopre», sempre con l'aiuto di un dispositivo foto-sensibile, la presenza di un disco sul piatto.

Il piatto, costituito da un contropiatto stampato sotto pressione e da una piastra di duralluminio trattata in superficie, pesa due chilogrammi. E' trascinato da un motore sincrono a sedici poli; come organo di collegamento ha una cinghia piatta rettificata. Questo motore è alimentato da un generatore di tensione sinusoidale la cui frequenza è unicamente funzione della velocità, dunque indipendente dalle variazioni di rete. Su questo giradischi non è visibile alcun organo di regolazione. Tuttavia, se si osserva più da vicino la centrale di comando, ci si accorge che gli indicatori che danno la velocità di rotazione del piatto sono tagliati in modo da permettere il passaggio della lama di un cacciavite. L'assenza di pulsante prova che il costruttore ha fiducia nella stabilità del suo oscillatore.

Fig. 1 - La fotografia permette di vedere l'assemblaggio perfetto tra il braccio e la testina SP 15. Attualmente questo braccio non può ricevere che questo tipo di testina.

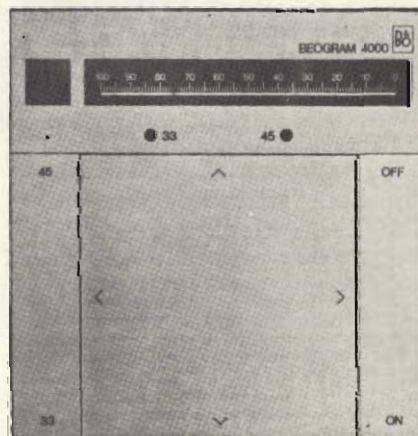



Fig. 2 - Il centro di comando del Beogram 4000. Il tasto ON/OFF comanda la messa in moto del piatto e del braccio. Il tasto quadrato consente un funzionamento manuale. Quello indicato da 33/45 commuta le velocità. La regolazione graduata consente un preciso reperimento della posizione del braccio.

I comandi sono raggruppati nell'angolo anteriore destro del giradischi (vedi fotografia). La scala permette di reperire facilmente un brano scelto su di un disco.

Alla sua sinistra, uno stroboscopio consente di controllare la velocità di rotazione. I due indicatori 33 e 45 consentono ugualmente la regolazione delle rispettive velocità, come abbiamo già visto in precedenza.

La pressione sul tasto «ON» mette in moto il meccanismo automatico, mentre quella sul tasto «OFF» riporta il braccio alla sua posizione di partenza.

La piastra quadrata è mobile attorno ad un punto. Una pressione su « V » fa scendere la puntina, un'altra su « /\ » la fa risalire. I segni « < » e « > » corrispondono a spostamenti laterali del carrello nelle direzioni indicate dalle frecce. Una debole pressione dà una velocità lenta; una più forte, una velocità rapida.

Il tasto 33-45 comanda la velocità di rotazione o più esattamente il suo cambiamento poiché questa è scelta automaticamente dal «cervello» in funzione del diametro del disco. Una pressione sul tasto 33 mette in movimento il piatto solo per consentire la pulizia di un disco. Il giradischi Beogram 4000 è molto piatto (10 cm con il suo coperchio). La sospensione del tipo pendolare è stata particolarmente curata. Uno chassis interno di 4,5 chilogrammi, che sopporta il piatto ed il carrello mobile è sospeso con tre cavi di acciaio tenuti da molle piatte. Abbiamo verificato l' efficienza di questa formula dando dei colpi con il pugno sul tavolo, al momento della lettura di un disco, con una pressione d'appoggio di 0,5 g !

Non è stata constatata alcuna alterazione della musica ! Tuttavia non abbiamo effettuato delle prove con un martello, solo per pietà del nostro tavolo sul quale era appoggiato il giradischi !

Il coperchio è di materiale stampato trasparente, color grigio fumo, con molle potenti che lo mantengono aperto per l'appoggio del disco. In posizione obliqua, esse equilibrano il peso del coperchio. Du-

rante la lettura, quest'ultimo può essere abbassato completamente. Lo zoccolo è in metallo stampato, una fascia di legno (teck o palissandro) dissimula abilmente il fissaggio delle piastre metalliche che proteggono il meccanismo.

CONTROLLO DELLE PRESTAZIONI

Abbiamo verificato la velocità di rotazione del piatto per mezzo di uno stroboscopio. Malgrado il trasporto, questo materiale arriva dalla Danimarca, non è stato necessario alcun ritocco. Abbiamo allora verificato lo scarto di velocità reso possibile dal tasto-indicatore di regolazione e trovato che la variazione andava da +3% a −2,95%; e ciò corrisponde al 6% annunciato. La simmetria delle possibilità del dispositivo di regolazione non ha nulla che si possa biasimare.

Abbiamo proceduto al controllo delle fluttuazioni della velocità. Il fluttuometro utilizzato risponde alle norme DIN e indica ±0,08% in valore efficace e ponderato. Il fluttuometro Lea che separa il «wow» dà ±0,03% in cresta mentre le fluttuazioni totali sono di ±0,9% ugualmente in valore di cresta.

Funzionamento automatico

Abbiamo misurato un tempo di 3,5 s tra l'ordine di partenza e la posa della puntina nel solco di un disco di 30 cm. Questa attesa passa a sei secondi per un disco di 17 cm. Quanto al ritorno del carrello, dopo la lettura del disco, essa avviene in otto secondi. Vi ricordiamo a questo proposito che gli ordini sono impartiti da tasti che li registrano fino alla loro esecuzione, cosa che vi permette di riguadagnare tranquillamente il vostro posto di ascolto al momento del trasferimento della puntina di lettura. In funzionamento manuale, sono possibili due velocità di spostamento del carrello: la prima, lenta, è di 0,22 cm/s, la seconda, rapida, è di 1,2 cm/s. Questi valori, misurati su di un solo esemplare, non sono forniti che a titolo d'ordine di grandezza.

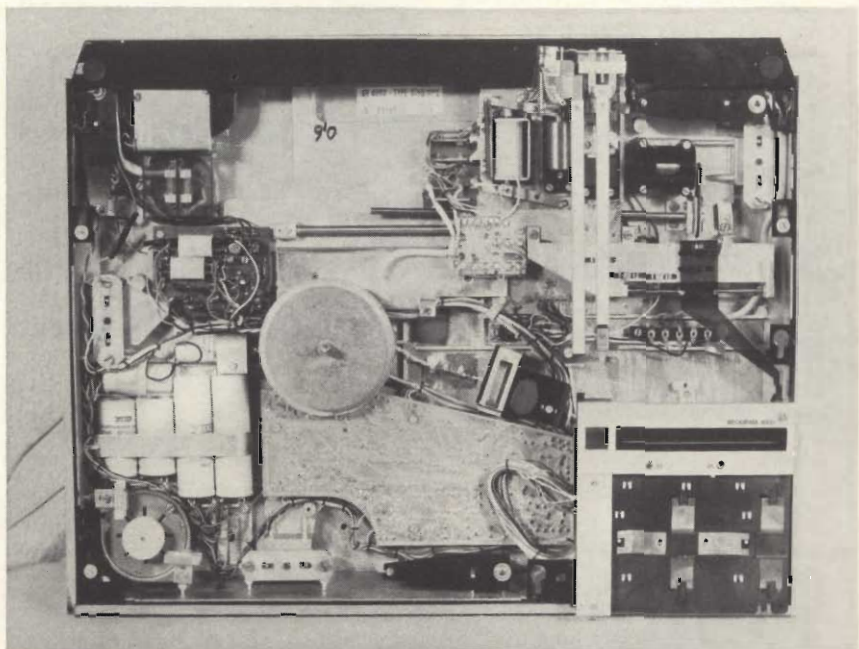



Fig. 3 - Il comando di discesa automatica del braccio, visibile sulla sinistra del braccio, è elettro-pneumatico. Un cilindro rallenta, nella discesa, il movimento del braccio.

Rapporto segnale/disturbo

Questo rapporto non ponderato, per un segnale a 1.000 Hz, inciso a 8 cm/s è di 44 dB cioè migliore di 2 dB del valore annunciato dalla Bang & Olufsen.

Con un filtro di ponderazione, il rapporto segnale/disturbo cade a −61 dB, valore eccellente, che corrisponde praticamente al rumore di superficie di un disco. Un ascolto in cuffia non consente di dis-

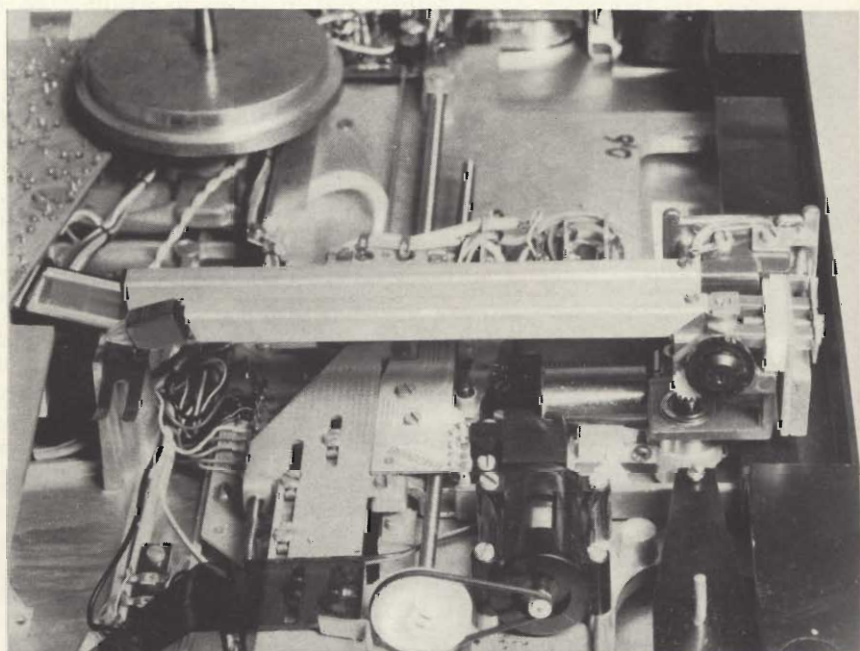



Fig. 4 - Il piccolo motore visibile su questa fotografia trascina la vite senza fine che fa spostare il braccio. Tre molle piatte sospendono efficacemente il contropiatto per mezzo di fili di acciaio.

LE NOSTRE MISURE	OSSERVAZIONI
Fluttuazione di velocità: ± 0,08% misura ponderata effettuata con un fluttuometro Woelke.	Buona regolarità di velocità. Fluttuazioni non udibili.
Rapporto segnale/disturbo: 44 dB non ponderato a −61 dB ponderato.	Eccellente, a livello di rumore di fondo del disco.
Angolo di lettura della punta in rapporto alla verticale: 21,6° (norma 15°).	Scarto accettabile.
Funzionamento automatico a mezzo di tasti: buono.	Molto interessante, evita qualsiasi contatto manuale con il braccio.
Piatto, braccio e suo meccanismo sospeso: ottima realizzazione partendo da un principio di sospensione pendolare.	Permette la lettura con una forza d'appoggio molto ridotta.
Errore di traccia: < 0,1° difficilmente misurabile.	Più di dieci volte inferiore a quello del braccio classico.

CARATTERISTICHE ANNUNCIATE DAL COSTRUTTORE

Giradischi a braccio radiale. Numero di velocità: 2; **Fluttuazione di velocità:** ± 0,05%. **Rumble:** migliore di 42 dB non ponderato, migliore di 65 dB ponderato. **Regolazione della velocità:** 6%. **Peso del piatto:** 2 kg. **Testina di lettura:** SP15. **Lunghezza del braccio:** 155 mm. **Dimensioni:** 10x49x38 cm. **Peso:** 12 kg.

sociare chiaramente questo soffio dai rumori meccanici.

Il disco STR 160 porta delle modulazioni incise a diversi angoli di taglio. Il minimo di distorsione ottenuto al momento della lettura corrisponde all'uguaglianza degli angoli di incisione e di lettura. La superficie incisa a 16° dà il 2% di distorsione, quella a 20° l'1,3% e quella a 24° l'1,7%. L'angolo di lettura esatto, calcolato in base alla formula impressa sul dorso della copertina del disco è di 21,6°.

Errore di traccia

Per mezzo di un metodo trigonometrico, abbiamo misurato l'errore di traccia, cioè l'angolo che fa il braccio con una tangente ad una spirale. I calcoli ci hanno fornito un errore misurabile, anche se assai piccolo. Esso è inferiore a 0,1° cioè dieci volte inferiore a quello riscontrabile con un braccio comune.

CONCLUSIONI

Siamo rimasti affascinati da questo giradischi tecnicamente eccezionale e i risultati delle prove giustificano le lunghe ricerche effettuate dal costruttore. La stampa tecnica mondiale ha confermato più volte la superiore qualità di questo giradischi e della relativa testina.

La Bang & Olufsen, pur applicando un principio già conosciuto, ha ben impiegato la sua tecnica del braccio radiale.

Quanto all'automatismo, esso realizza un'indipendenza totale tra il disco e il braccio. Tutto è elettronico e non richiede che una piccolissima potenza di comando.

di P. SOATI

RADIONAUTICA

GAMME ATTRIBUITE AL TRAFFICO MOBILE MARITTIMO

a) **Stazioni di nave, telefonia, in duplex**

4063	—	4139,5 kHz
6200	—	6210,4 kHz
8195	—	8281,2 kHz
12330	—	12421 kHz
16460	—	16565 kHz
22000	—	22094,5 kHz

b) **Stazioni costiere, telefonia, duplex**

4361	—	4438 kHz
6514	—	6525 kHz
8728,5	—	8815 kHz
13107,5	—	13200 kHz
17255	—	17360 kHz
22624,5	—	22720 kHz

c) **Stazioni di nave e stazioni costiere, telefonia (simplex)**

4139,5	—	4142,5 kHz
6210,4	—	6216,5 kHz
8281,2	—	8288 kHz
12421	—	12431,5 kHz
16565	—	16576 kHz
22094,5	—	22112 kHz

d) **Stazioni di nave, sistema di telegrafia a larga banda, fac-simile e sistemi speciali di trasmissione**

4142,5	—	4162,5 kHz
6216,5	—	6244,5 kHz
8288	—	8328 kHz
12431,5	—	12479,5 kHz
16576	—	16636,5 kHz
22112	—	22160,5 kHz

e) **Stazioni di nave, trasmissioni di dati oceanografici**

4162,5	—	4166 kHz
6244,5	—	6248 kHz
8328	—	8331,5 kHz
12479,5	—	12483 kHz
16636,5	—	16640 kHz
22160,5	—	22164 kHz

f) **Stazioni di nave, sistemi a banda stretta in telegrafia a registrazione diretta e trasmissione di dati**

4166	—	4172,25 kHz
6248	—	6258,25 kHz
8331,5	—	8341,75 kHz
12483	—	12503,25 kHz
16640	—	16660,5 kHz
22164	—	22184,5 kHz

g) **Stazioni di nave, telegrafia**

4172,25	—	4231 kHz
6258,25	—	6345,5 kHz
8341,75	—	8459,5 kHz
12503,25	—	12689 kHz
16660,5	—	16917,5 kHz
22184,5	—	22374 kHz
25070	—	25110 kHz

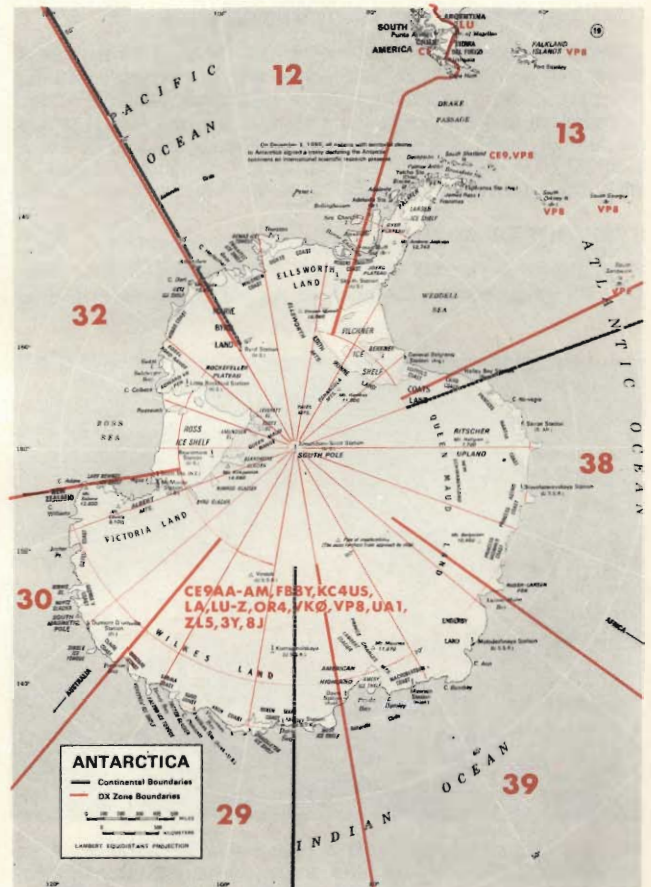



Fig. 1 - Zone dell'Antartide, stazioni scientifiche internazionali con sigle dei nominativi di radioamatore ad esse assegnate.

Fig. 2 - Monoscopio irradiato dalle stazioni della rete televisiva indonesiana TVRI (Jajasan Televisivi RI, Djakarta).

h) **Stazioni costiere, telegrafia manuale e telegrafia a larga banda, fac-simile, sistemi speciali di trasmissione, sistemi di trasmissione dati; e telegrafia a registrazione diretta**

4231	—	4361 kHz
6345,5	—	6514 kHz
8459,5	—	8728,5 kHz
12689	—	13107,5 kHz
16917,5	—	17255 kHz
22374	—	22624,5 kHz

In telefonia a partire dal 1° gennaio 1972 le emissioni in classe A3 non sono più autorizzate per le stazioni costiere, e a partire dal 1° gennaio 1978 non saranno più autorizzate le emissioni in A3H per le stazioni costiere e A3 e A3H per le stazioni di navi; pertanto saranno ammesse soltanto le emissioni tipo A3A (banda laterale unica portante ridotta) e A3J (onda portante soppressa).

STAZIONI DI BORDO

La fotografia di cui alla figura 5 mi è stata inviata **dall' Uff. RT Sig. Mario Giannoni di Genova.** Essa si riferisce alla stazione di bordo di una Tanker ship di 28.000 tonn. la quale, pur disponendo di una potenza di uscita di soli 200 W, ha consentito di effettuare collegamenti con tutto il mondo. Gli apparati sono della ITT Mackay Radio. Sulla sinistra della foto si può notare il pannello del TX ad onde corte (2, 4, 6, 8, 12, 16 e 22 MHz); sotto lo stesso il ricevitore a tripla conversione di frequenza con 25 gamme ed una sensibilità e selettività sorprendenti.

Il pannello successivo si riferisce al TX ad onda media, sempre della potenza di 200 W, seguito dal commutatore di aereo, l'orologio ed il dispositivo di autoalarm. L'ultimo pannello contiene l'apparecchio di emergenza ad onde medie della potenza di 40 W alimentato da batterie di accumulatori. Vicino al ricevitore ad onda corta sono installati il dispositivo per la trasmissione automatica del segnale di soccorso, un ricevitore di emergenza per sole onde medie, oltre ad un altro ricevitore, molto piccolo, sempre di emergenza ed alimentato a batterie anch'esso per le onde medie.

Fig. 3 - Nei paesi nordici le scuole nautiche dispongono di stazioni per radioamatore, allo scopo di far esercitare i propri allievi. La figura si riferisce alla QSL della Scuola nautica di Bergen in Norvegia. Può essere interessante sapere che tale stazione è attrezzata con trasmettitore e ricevitore della Geloso!

SWL RADIO - TELEVISIVI

STAZIONI RADIOFONICHE INTERESSANTI PER SWL

764 kHz, Radio Dakar, Senegal. **1403 kHz,** Conakry, Rep. Guinea. **692 kHz,** Kinshasa, Rep. dello Zaire. **1070 kHz,** Biassau Guinea Port. **1320 kHz,** Radio Enugu, Nigeria. **620 kHz,** Tenerife, Is. Canarie.

4800 kHz, Radio Lara, Venezuela, **4955 kHz,** R. Nacional de Bogota, Bolivia. **5038 kHz,** Radio Bangui Rep. Centro Africa (in francese). **5047 kHz,** Lomè, Togo.

RADIOAMATORI

PREFISSI E NOMINATIVI

PARAGUAY - Sud America - Zona 11

Ufficio QSL: Via Radio Club Paraguayo, Casilla de Correo 512, Asuncion Paraguay S.A.

Radioamatori: **ZP1AA ÷ ZPØZZ**
Staz. Sperimentali: **ZP2A ÷ ZP9Z**

FILIPPINE (Rep) - Oceania - Zona 27

Ufficio QSL: QSL Bureau, P.O. Box 4083, Manila, Philippine Island Radioamatori: **DU** seguito da una cifra compresa fra **1** e **Ø** e da due o tre lettere.

PORTOGALLO - Europa - Zona 14

Ufficio QSL: REP, Rua D. Pedro V, 7-4 Lisboa 2, Portugal (oppure REP. P.O. Box 2483 Lisboa).

Stazioni radioamatori: **CT1AA ÷ CT1ZZ** Portogallo
CT2AA ÷ CT2ZZ Azzorre
CT3AA ÷ CT3ZZ Madera
Stazioni sperimentali: **CS2AA ÷ CS9ZZ**

GUINEA PORT. Africa - Zona 35

Radioamatori: **CR3AA ÷ CR3ZZ**

CAPO VERDE (Isole) Africa - Zona 35

Ufficio QSL: LARCV, P.O. Box 145 Mindelo Is. Capo Verde
Radioamatori: **CR4AA ÷ CR4ZZ**

PRINCIPE E SAO THOMAS (Isole) - Africa - Zona 35

Radioamatori: **CR5AA ÷ CR5ZZ**

ANGOLA - Africa - Zona 36

Ufficio QSL: LARA, P.O. Box 484, Luanda, Angola
Stazioni radioamatore: **CR6AA ÷ CR6ZZ**

Fig. 4 - Monoscopio trasmesso da una stazione televisiva greca (Tileorassis EIRT, 16 Mourouzi Street, Athinai 138).

Fig. 5 - Stazione di bordo della Tanker ship «A.N. KEMP», per onde corte e medie, con apparati di emergenza e dispositivo per la trasmissione automatica del segnale di soccorso.

MOZAMBICO - **Africa** - Zona 37

Ufficio QSL: LREM, P.O. Box 812, Lor. Marques, Mozambico.
Stazioni radioamatore: **CR7AA ÷ CR7ZZ**

TIMOR - **Oceania** - Zona 28

Stazioni radioamatore: **CR8AA ÷ CR8ZZ**

MACAU - **Asia** - Zona 24

Stazioni radioamatore: **CR9AA ÷ CR9ZZ**

CODICE «Z» PER FAC-SIMILE E RADIOFOTOTELEGRAFIA

Riportiamo qui di seguito le abbreviazioni usate nei servizi di fac-simile, di radiofototelegrafia, e per il multiplex, dando il significato in lingua inglese.

ZXA — Regoliamo gli apparecchi per ricevere (oppure vogliate regolare) la velocità di... (We are adjusting - or please adjust-to receiver speeds...)

ZXC — Immagini... accettate sotto condizione. Avviseremo. (Picture... conditionally accepted. Will advise).

ZXD — Vi preghiamo di trasmettere dei tratti o linee (Send dashes, please).

ZXF — Fluttuazioni rapide (You are floating fast).

ZXH — I vostri limiti sono alti. Vi preghiamo di ridurre di... Hz. (Your limits are high. Please reduce... hertz).

ZXJ — Non siete in fase (Your are jumping out of phase).

ZXK — E' esatta la vostra sincronizzazione? (Is your synchronising correct?).

ZXL — I vostri limiti sono bassi. Vi preghiamo di aumentare... hertz. (Your limits are low. Please increase... hertz)

ZXO — L'ultima foto è sfigurata in seguito a... (Last run defaced due to).

ZXP — Continuate la trasmissione delle immagini (Go ahed with pictures).

ZXS — Fluttuazione lenta (You are floating slow).

ZXV — La vostra modulazione è variabile (Your modulation is varying).

CODICE «Z» PER SERVIZIO MULTIPLEX

ZYA — Cessate il traffico su tutte le vie. Trasmettete la lettera A sulla via A per permetterci di individuarvi (Cease traffic on all channels. send A's on A channel for line-up).

ZYC — Trasmettete con continuazione il segnale di richiesta di ripetizione (Cycling on automatic error correction with 7 unit errors stored at your end).

ZYK — La vostra manipolazione sul canale... è sregolata; verificate (Your keying on... channel affected; please check).

ZYM — Passate dalla telescrivente simplex in multiplex. (Change from single printer to multiplex).

ZYN — Neutralizzate la polarizzazione. (Make bias neutral).

ZYP — Passate dalla telescrivente multiplex in simplex (Change from multiplex to single printer).

ZYR — Vi prego mettere... sul multiplex (Please put... on multiplex revolutions).

ZYT — Controllate il vostro thyratrons (Check your thyratrons).

ZYX/x — Ritornate sul circuito multiplex... (Please revert to multiplex revolutions... channels).

Fig. 6 - Cartolina QSL dal Mozambico. QSO eseguito con FTDX 505 della Sommerkamp (GBC Italiana).

Fig. 7 - Guglielmo Marconi durante gli esperimenti sulle microonde effettuati a Santa Margherita Ligure, di cui si parla nel testo.

GIORNALISTI E RADIOAMATORI

Un redattore del SECOLO XIX di Genova, per giustificarsi con un lettore che gli rimproverava di aver confuso il termine CB con quello di radioamatore, citava la definizione che di quest'ultima parola viene data nel vocabolario del Zingarelli.

Pensiamo che un giornalista serio, quando deve affrontare degli argomenti nei quali non è affatto preparato, dovrebbe consultare delle opere tecniche più valide. Perciò, tanto per tagliare la cosiddetta testa al toro, pubblichiamo la definizione del termine SERVIZIO DI RADIOAMATORE riportata nel Regolamento Internazionale delle Radiocomunicazioni, nella sezione «termini e definizioni».

«Servizio di radioamatore - si tratta di un servizio di istruzione individuale, d'intercomunicazione e di studi tecnici effettuati da radioamatori, **cioè da persone regolarmente autorizzate** e che si interessano alla tecnica della radioelettricità a titolo esclusivamente personale e senza interesse pecuniario».

E' noto che i radioamatori, per essere tali, in Italia o in qualsiasi altro paese del mondo, devono sostenere un esame teorico e pratico. Soltanto quando sono in possesso della patente sarà loro possibile richiedere al relativo Ministero delle PT l'autorizzazione per installare una stazione trasmittente.

RICORDO DI G. MARCONI

Marconi fu il primo a lanciare l'idea della radiodiffusione. Nel 1918 egli mi disse, racconta **Luigi Solari,** «io mi sono tanto arrabattato per molti anni nell'intento di limitare la ricezione dei messaggi alla sola stazione cui erano diretti e non mi sono accorto di avere in mano una fortuna di inestimabile valore — la radiodiffusione.

La possibilità di ricevere contemporaneamente in molte località un'unica trasmissione fu considerata per molti anni un gravissimo difetto della radio ed essa invece può rendere immensi servizi circolari».

Bastò l'enunciazione di tale idea perché il suo sviluppo prendesse fuoco. L'ambiente era maturo e l'accenno fatto da Marconi in America di questo suo progetto incoraggiò lo sviluppo di questa nuova applicazione della radio che si propagò rapidamente nel mondo.

... nel 1933 Marconi entrò nel mio ufficio e mi disse «desidero eseguire un interessante esperimento di riflessione delle microonde: si tratta di questo: voglio dimostrare che dirigendo un fascio di microonde in una data direzione, nella quale esista un corpo conduttore atto a riflettere le onde stesse, si ottiene un ritorno dei segnali presso la stazione trasmittente. Con tale sistema dovrebbe essere possibile scoprire nell'oscurità se qualche persona o veicolo trovasi nella direzione del fascio. Questo sistema potrebbe essere utilizzato in guerra per scoprire nell'oscurità la presenza ed i movimenti del nemico...».

«... io sono convinto — egli mi diceva — che in questo campo vi sia molto da fare; l'impiego delle micro-onde potrà facilitare la soluzione di importanti problemi riguardanti la televisione...».

SETTIMA EDIZIONE DEL CONCORSO EUROPEO PER GIOVANI RICERCATORI

Milano - Per il settimo anno consecutivo ritorna il Concorso europeo Philips per giovani inventori e ricercatori che anche questa volta, come già avvenuto per la scorsa edizione, si svolge sotto l'alto patrocinio del Ministro della Pubblica Istruzione.

Il concorso si propone di stimolare fra i più giovani l'interesse per la ricerca offrendo ai ragazzi di età compresa fra i 12 ed i 21 anni, la possibilità di dedicarsi durante il periodo estivo e fino al 31 dicembre 1974, data limite per la presentazione dei lavori, alle ricerche nei campi loro più congeniali, alla preparazione della relativa documentazione ed all'allestimento dei prototipi.

Il meccanismo di questo settimo concorso è identico a quello ormai collaudato negli anni passati. I lavori presentati verranno presi in considerazione da una commissione di esperti e dalla selezione così effettuata verrà fuori la rosa di ricerche o invenzioni che saranno esaminate dalla giuria formata, come al solito, da eminenti personalità del mondo della scienza e dell'Università.

I giurati avranno la possibilità di assegnare tre primi premi da 500 mila lire ciascuno e sette secondi premi da 200 mila lire. La cerimonia di premiazione avrà luogo a Milano nell'aprile 1975. I tre primi premi, assieme ai finalisti del concorso che è stato contemporaneamente bandito nelle principali nazioni europee, parteciperanno alla finale internazionale che avrà luogo nel maggio dell'anno prossimo ad Eindhoven, in Olanda.

Gli interessati sono invitati a chiedere il regolamento e le schede di iscrizione alla segreteria del concorso europeo Philips per giovani inventori e ricercatori, piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano, telefono 6994, interni 359 - 453 - 569.

Pesatura elettronica per colossi d'acciaio.

In un complesso siderurgico tutto ha dimensioni gigantesche. Inoltre, perchè l'acciaio abbia le caratteristiche richieste occorre dosare e pesare accuratamente i diversi componenti.
Esperienza e affidabilità hanno permesso a Philips di realizzare sistemi di pesatura molto diversificati: per siviere, per gru porta-container, per nastri trasportatori e caricatori.
All'uomo rimangono solo compiti di controllo.

In tutti i settori dell'industria, della medicina, della ricerca, Philips offre le apparecchiature più avanzate: sistemi di pesatura elettronica, spettrometri ad emissione e a raggi X, diffrattometri, microscopi elettronici, spettrofotometri, gascromatografi, oscilloscopi, counter, generatori di segnali, criogeneratori, controlli numerici per macchine utensili, strumenti di misura per la messa a punto di ogni apparecchiatura elettronica e per le specifiche esigenze dell'industria.

lavora per il progresso

CIRCUITI TEMPORIZZATORI A TRANSISTORI

a cura dell'Ing. Mauro CERI

Non esiste ancora un campione di tempo elettronico con precisione confrontabile a quella degli orologi meccanici. Anche negli orologi elettronici a quarzo, il campione di tempo propriamente detto è costituito da un sistema meccanico a vibrazione. Questa precisione estrema è tuttavia inutile in molte applicazioni industriali. Non si tratta, il più sovente, che di produrre degli impulsi a bassa frequenza che si succedono con una certa precisione a degli intervalli di tempo costanti o regolabili, oppure di realizzare un ritardo di tempo tra impulsi di entrata e impulsi di uscita. Dei circuiti temporizzatori del genere vengono qui descritti. Un vasto campo di applicazione si apre ad essi nel comando e nella regolazione, nell'elettronica automobilistica, nei segnali, ecc. E' possibile ridurre a meno del 3% gli scarti rispetto alla durata media dell'intervallo tra gli impulsi. Questa imprecisione è ammissibile, per esempio, per il ritardo di un interruttore di crepuscolo, per il comando di un riscaldamento a gas, nel quale la rimessa in servizio del bruciatore non deve effettuarsi che un certo tempo dopo la partenza della soffiante, o per applicazioni simili.

In generale qualsiasi circuito di comando di questo tipo è realizzabile con mezzi elettronici. Una commutazione sicura dei diversi azionamenti è possibile con intervalli superiori ad un'ora.

ELEMENTI RC CAMPIONI DI TEMPO PER CIRCUITI TEMPORIZZATORI

Variazione della tensione ai morsetti del condensatore durante la carica di un elemento RC

Applicando una tensione U ai morsetti di un elemento RC all'istante t = O (figura 1), la carica del condensatore si effettua secondo l'equazione generale conosciuta:

$$u_c = U \cdot (1 - e - t \cdot \frac{1}{RC}) \qquad (1)$$

nella quale u_c è la tensione ai morsetti del condensatore al tempo t. Il prodotto RC è la costante di tempo T. Poiché R è espressa in Ω = V/A e C in F = = As/V, RC ha le dimensioni di un tempo e si misura in secondi R · C = T

$$[R \cdot C] = \frac{V \cdot A \cdot s}{A \cdot V} = s = [T] \qquad (2)$$

E' egualmente possibile rappresentare graficamente la variazione della tensione in funzione del tempo come indicato alla figura 2.

La figura mostra che, come nel caso di tutte le curve esponenziali, la tensione u_c ai morsetti del condensatore tende asintoticamente alla tensione applicata U. La carica è tuttavia terminata praticamente dopo 3 o 4 costanti di tempo perché allora non è più misurabile nessuna differenza di tensione tra la tensione ai morsetti del condensatore e la tensione applicata. L'equazione (1) permette facilmente di calcolare la tensione u_c ai morsetti del condensatore al trascorrere di un tempo uguale alla costante di tempo.

$$(t = RC) \; u_c = U \cdot (1 - e - \frac{RC}{RC}) = \qquad (3)$$

$$= U \cdot (1 - \frac{1}{e})$$

$$u_c \approx 0{,}63 \cdot U$$

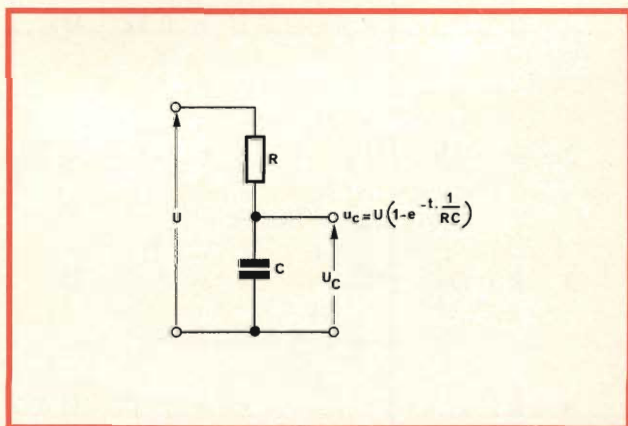



Fig. 1 - Elemento RC. La tensione ai morsetti del condensatore cresce, dopo l'applicazione della tensione di alimentazione U, secondo l'equazione (1).

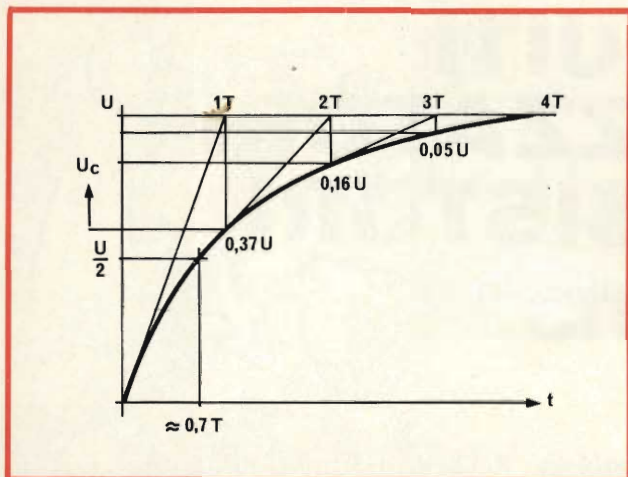



Fig. 2 - Variazione della tensione ai morsetti del condensatore in funzione del tempo. La differenza rispetto alla tensione di alimentazione rappresenta la caduta di tensione ai morsetti della resistenza di carico R. Questa caduta di tensione è di 0,37 U dopo un tempo uguale alla costante T = RC, di 0,16 U dopo 2T = 2RC, ecc.

La tensione ai morsetti della resistenza di carico R è di conseguenza uguale alla differenza tra U e u_c.

$$(t = RC)\ U - u_c = U - U\left(1 - e - \frac{RC}{RC}\right) = U \cdot e - 1$$

$$U - u_c \approx 0{,}37 \cdot U$$

La tabella 1 indica i valori successivi di questa differenza a dei tempi multipli della costante di tempo.

I valori calcolati si ritrovano sui triangoli rappresentati nella figura 2. La tabella 1 permette di tracciare facilmente la variazione di tensione ai morsetti del condensatore.

TABELLA 1

t	$U - u_c$
R · C	$\frac{1}{e} \cdot U \approx 0{,}37 \cdot U$ ≈ 35 %
2 · R · C	$\frac{1}{e^2} \cdot U \approx 0{,}16 \cdot U$ ≈ 15 %
3 · R · C	$\frac{1}{e^3} \cdot U \approx 0{,}05 \cdot U$ ≈ 5 %
4 · R · C	$\frac{1}{e^4} \cdot U \approx 0{,}018 \cdot U$ ≈ 2 %

In pratica il tracciamento della curva è largamente facilitato dalla proprietà seguente della funzione esponenziale: la pendenza delle tangenti è determinata direttamente dal valore considerato della funzione. La curva è non soltanto asintotica alla retta orizzontale, ma anche tangente alle rette ottenute collegando i punti al riferimento seguente sull'asse dei tempi. Un altro punto interessante della curva è ottenuto per $u_c = \frac{1}{2} U$; questo valore è raggiunto al tempo $T \cdot \log 2 \sim 0{,}7 \cdot T$, come è indicato dal calcolo seguente:

$$u_C = \frac{1}{2} \cdot U$$

$$\frac{1}{2} U = U\left(1 - e - \frac{t}{T}\right)$$

$$\frac{1}{2} = 1 - e - \frac{t}{T} \qquad (4)$$

$$2 = e \frac{t}{T}$$

$$t = \mathrm{Log}\ 2 \cdot T$$

$$t \approx 0{,}7 \cdot R.C.$$

L'accrescimento della tensione ai morsetti di un condensatore, in funzione del tempo, è utilizzabile industrialmente per la realizzazione di un circuito temporizzatore. Un amplificatore compensato in tensione determina una durata determinata a partire dall'inizio della carica.

La compensazione può effettuarsi per esempio per mezzo di un diodo Zener. Quando questo amplificatore è collegato in parallelo col condensatore, esso risponde non appena la tensione ai morsetti del condensatore raggiunge la tensione di compensazione, che è sensibilmente uguale alla tensione di Zener. La figura 3 è lo schema di principio semplice di un circuito di temporizzazione di questo genere.

Quando una tensione di servizio U è applicata al circuito di temporizzazione, il transistore rimane bloccato perché il diodo Zener è ugualmente bloccato. Il diodo non diviene conduttore, e il transistore non commuta che dopo un certo tempo, quando la tensione u_c ai morsetti del condensatore corrisponde alla tensione di Zener + la tensione base-emettitore. La corrente che circola nella resistenza R costituisce allora la corrente di base o di comando I_B.

Dimensionamento ottimale dell'elemento RC di un circuito temporizzatore

Il dimensionamento dell'elemento RC deve tener conto del fatto che la corrente di carica è ancora sufficientemente intensa alla fine della carica del con-

densatore per attaccare la base del transistore di commutazione attraverso il diodo di Zener che conduce. I transistori al silicio attuali permettono l'impiego di correnti di base molto modeste. La resistenza di carico non deve superare un valore determinato:

$$R \leq \frac{U - U_c}{I_{B\ min}} \qquad (5)$$

La tensione U_c di fine carica del condensatore, o di commutazione dell'amplificatore può essere scelta liberamente secondo (5). Occorre tuttavia conoscere la tensione U_c ai morsetti del condensatore oppure la resistenza di carica R che dia il ritardo massimo per un condensatore C dato.

Secondo la tabella 1, si ottiene:

$$U - U_c = U \cdot \frac{1}{e^n} \qquad (6)$$

n essendo il numero di costanti di tempo RC.

Il ritardo t è dato da:

$$t = n. R. C \qquad (7)$$

Le equazioni 5, 6 e 7 danno:

$$t = n \cdot \frac{1}{e^n} \cdot \frac{U \cdot C}{I_{B\ min}} \qquad (8)$$

Derivando questa equazione rispetto a n e annullando la derivata si ottiene:

$$\frac{dt}{dn} = \frac{1}{e^n} \cdot (1 - n) \cdot \frac{U \cdot C}{I_{B\ min}}$$

$$\frac{dt}{dn} = O \rightarrow n = 1$$

Questo risultato n = 1 mostra che, per ottenere una utilizzazione ottimale dei componenti, la durata di carico deve essere uguale alla costante di tempo dell'elemento RC.

La carica ottimale del condensatore corrisponde dunque al 63% della tensione U della batteria. Quando il diodo di Zener o una tensione di polarizzazione appropriata è adattata a questo valore, le equazioni 4 e 5 forniscono la semplice formula seguente per la resistenza di carico:

$$R = \frac{0,37 \cdot U}{I_{B\ min}} \qquad (9)$$

Il ritardo è:

$$t = R \cdot C \qquad (10)$$

Non è sfavorevole limitare la carica ad una costante di tempo perché una buona risposta temporale è in questo modo assicurata. Questa precisione sarebbe meno buona sulla parte più piana della curva esponenziale.

Esistono in principio due possibilità per accrescere il ritardo t:

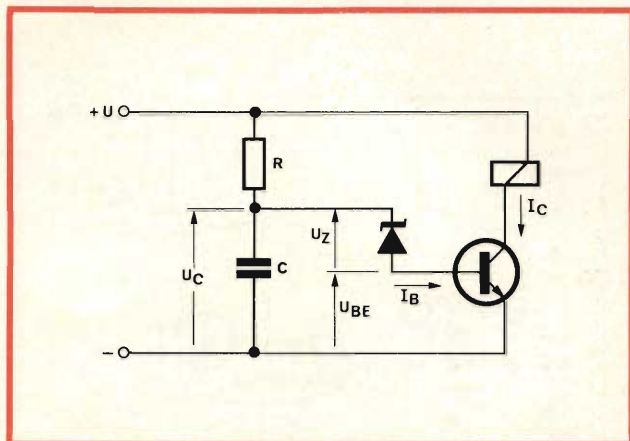



Fig. 3 - Principio di un circuito temporizzatore, essenzialmente costituito da un elemento RC e da un amplificatore di commutazione compensato.

1. Aumentare la capacità C.
2. Aumentare la resistenza R.

Quest'ultima soluzione non è tuttavia possibile che nella misura permessa dall'equazione (9), perciò occorre:

a) aumentare la tensione della batteria, oppure:

b) ridurre la corrente di base, cioé aumentare il guadagno del circuito.

Le correnti di fuga del condensatore, grandezze perturbatrici

Mentre si utilizza l'aumento di tensione in funzione del tempo per realizzare dei circuiti temporizzatori, bisogna tenere conto delle perturbazioni provocate dalle resistenze in parallelo al condensatore. Queste resistenze sono dovute alle resistenze inverse del circuito a valle (correnti inverse dei diodi al silicio), e al condensatore medesimo, perché i condensatori elettrolitici presentano per natura una corrente di fuga inevitabile. La figura 4 rappresenta lo schema equivalente.

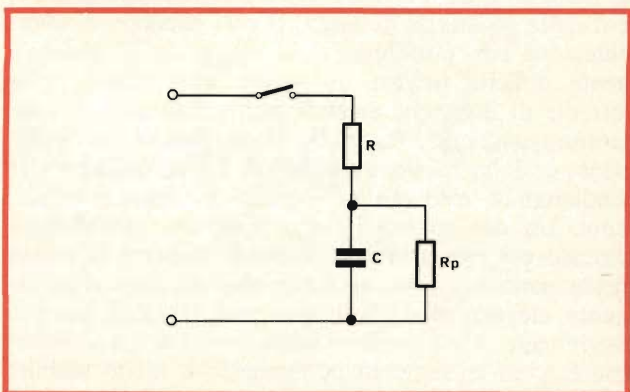



Fig. 4 - Schema equivalente di un elemento RC la cui resistenza di carico è percorsa non soltanto dalla corrente di carico, ma anche dalle correnti di fuga del condensatore o dalle correnti inverse dei semiconduttori.

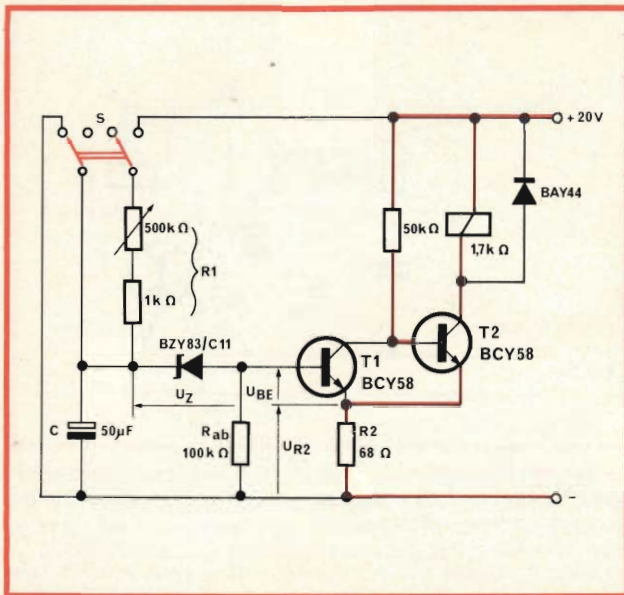



Fig. 5 - Circuito temporizzatore semplice con condensatore elettrolitico, a riposo con relè attratto. I collegamenti percorsi da corrente sono in colore.

Le formule delle tensione u_c ai morsetti del condensatore, in funzione del tempo e della costante di tempo T = RC, dovrebbero essere completate come segue:

$$u_c = U \cdot \frac{R_p}{R+R_p} \cdot \left(1 - \exp. - \frac{t}{\frac{R \cdot R_p \cdot C}{R + R_c}}\right) \quad (11)$$

$$T = \frac{R \cdot R_p}{R + R_p} C \quad (12)$$

La resistenza perturbatrice è trascurabile quando $R_p > 100$ R. L'errore relativo è allora inferiore all' 1 %.

Nel caso di correnti di fuga particolarmente elevate, il condensatore non disporrebbe che di tensioni troppo modeste a seguito della caduta di tensione ai morsetti della resistenza di carico R e la tensione di commutazione non potrebbe essere raggiunta. E' generalmente difficile trovare un valore appropriato della corrente di fuga, che dipende non soltanto dalla temperatura ambiente, ma anche dalla qualità dell'isolamento e della tensione applicata. La formazione del condensatore elettrolitico è pure un fattore importante. Un condensatore elettrolitico che non è stato caricato per parecchi mesi presenta, durante la prima messa sotto tensione, una corrente di fuga relativamente elevata, che diminuisce poi rapidamente per raggiungere il suo valore finale; mentre un condensatore sotto tensione in permanenza è molto stabile. Si raccomanda, per studiare la possibile applicazione di un condensatore elettrolitico in un circuito temporizzatore, di misurare la corrente di fuga in condizioni vicine alle condizioni reali di servizio. E' particolarmente favorevole utilizzare dei tipi calcolati per una rigidità dielettrica elevata, della quale una parte soltanto è necessaria.

Durate realizzabili in pratica

1) - Durate fino a 400 s sono state ottenute con condensatori elettrolitici. Le condizioni di precisione sono difficilmente soddisfatte. Nello stato attuale della tecnica delle durate superiori si ottengono facilmente con dei condensatori al tantalio o plastici.

I condensatori elettrochimici che soddisfino ad esigenze severe sono tuttavia utilizzabili per ritardi fino a 20 s.

2) - I condensatori elettrolitici al tantalio monolitici presentano delle correnti di fuga più basse dei condensatori elettrolitici all'alluminio, particolarmente alle temperature elevate. Sono dunque possibili delle resistenze di carico da 5 a 10 MΩ che permettono di ottenere delle durate di parecchie centinaia di secondi con delle capacità di 100 μF.

3) - I condensatori in plastica hanno generalmente una resistenza di isolamento molto elevata. La limitazione a 50 MΩ circa della resistenza di carico è imposta in questo caso dalla corrente inversa estremamente modesta dei diodi al silicio. Ritardi di parecchie migliaia di secondi sono realizzabili.

CIRCUITI

Si descrivono qui di seguito tre circuiti che permettono di comandare delle commutazioni con ritardi da 25 a 400 s. Il primo circuito più semplice (con condensatore elettrolitico) è stato messo a punto per il comando di una pressa di iniezione automatica. Il secondo serve alla temporizzazione di relè. L'impiego di un condensatore elettrolitico al tantalio permette di portare l'intervallo di tempo utile a 500 s. Il terzo circuito permette ugualmente la memorizzazione d'impulsi di commutazione, durante una durata superiore a 1 ora. L'apparecchiatura aumenta con gli intervalli di tempo necessari. L'ultimo circuito differisce fortemente dai circuiti temporizzatori più semplici, che sono essenzialmente costituiti da elementi RC e amplificatori di commutazione rispondenti ad una soglia di tensione determinata. La tensione di soglia, chiamata anche tensione di commutazione o di compensazione, è determinata o da un diodo Zener in corrispondenza alla caratteristica di entrata di un transistore Si, o dalla tensione diretta di un diodo Si in serie con un transistore Si il cui potenziale di emettitore è aumentato con un divisore di tensione. Il circuito a grande costante di tempo è invece costituito da un elemento RC con un condensatore di plastica. Gli impulsi di un generatore sono sovrapposti alla corrente di carica e, alla fine della carica, attaccano l'amplificatore di commutazione attraverso un condensatore di accoppiamento.

Circuito temporizzatore semplice con condensatore elettrolitico

Le connessioni del circuito, percorse dalla corrente nello stato rappresentato, sono in colore nelle figure 5, 6 e 7 per facilitare l'esposizione. La figura 5 rappresenta un circuito a ritardo semplice.

L'interruttore S è rappresentato nella posizione corrispondente allo stato di riposo del circuito, e cioè quando il condensatore si è scaricato attraverso il contatto di riposo.

Il transistore T_1 è bloccato perché l'emettitore e la base sono portate al potenziale zero dal contatto di riposo. In seguito a $U_{BE} = 0$, si ottiene $I_B = 0$ e $I_C = 0$. Mentre T_1 è bloccato, il transistore T_2 è conduttore perché riceve una corrente di base sufficiente attraverso la resistenza da 50 kΩ del collettore del transistore T_1. *Il transistore T_2*, conduttore, mantiene attirato il relè.

Il diodo BAY 44 è previsto in parallelo col relè di commutazione, allo scopo di proteggere il transistore T_2 contro le punte di induzione all'apertura del relè.

Il funzionamento del circuito temporizzatore comincia dopo la manovra dell'interruttore, come è indicato nella figura 6. Il relè si apre con un ritardo da 50 ms a 25 s (regolazione a mezzo del potenziometro di 500 kΩ).

Il collegamento del circuito temporizzatore produce i fenomeni seguenti (vedi figura 6).

Il nodo, situato tra il potenziometro R_1, il condensatore C e il diodo di Zener, rimane all'inizio al potenziale del polo negativo. La corrente circolante nella resistenza R_1 carica il condensatore. La tensione ai morsetti del condensatore C cresce secondo la funzione esponenziale della equazione (1).

Mentre il transistore T_1 è sempre bloccato e T_2 conduttore, il relè rimane attirato fino a che la tensione di soglia sia raggiunta.

La tensione di soglia dell'amplificatore è costituita, in questo caso dalla tensione di Zener U_Z, la tensione base-emettitore U_{BE} e la caduta di tensione U_{R2} ai morsetti della resistenza comune d'emettitore dell'amplificatore di commutazione. L'amplificatore si sbilancia quando la tensione ai morsetti del condensatore raggiunge il medesimo valore. Il ritardo è trascorso.

La figura 7 rappresenta lo stato modificato del circuito. La corrente circolare in R_1 costituisce ora la corrente di comando dell'amplificatore di commutazione. La maggior parte di questa corrente raggiunge la base del transistore T_1 che diviene in seguito conduttore e deriva la corrente di base del transistore T_2. La caduta di tensione ai morsetti della resistenza di emettitore U_{R2} diminuisce non appena la corrente di collettore di T_2 è ridotta. Questa diminuzione della tensione di commutazione necessaria produce un effetto di reazione e blocca immediatamente il transistore T_2. Il relè si apre. Una resistenza di fuga R_{ab} è prevista per evitare che la corrente inversa del diodo non agisca come corrente di commutazione. L'equa-

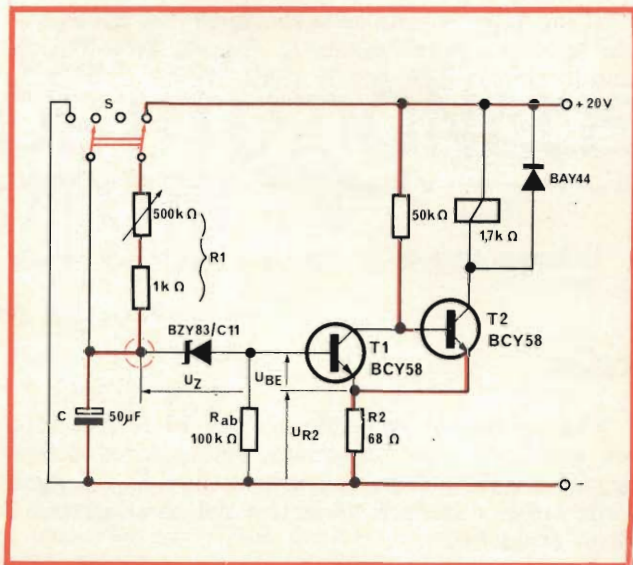



Fig. 6 - Circuito temporizzatore semplice con condensatore elettrolitico. La carica del condensatore inizia con la manovra dell'interruttore S.

zione seguente dà il valore approssimativo della resistenza di fuga necessaria:

$$R_{ab} = \frac{0,5\ V}{I_R\ [A]} \qquad (13)$$

Per una corrente inversa del diodo $I_R = 5\ \mu A$, si ottiene $R_{ab} = 100$ kΩ.

La resistenza fissa di 1 kΩ, collegata in serie al potenziometro R_1, protegge il diodo nel caso che il potenziometro sia regolato a zero.

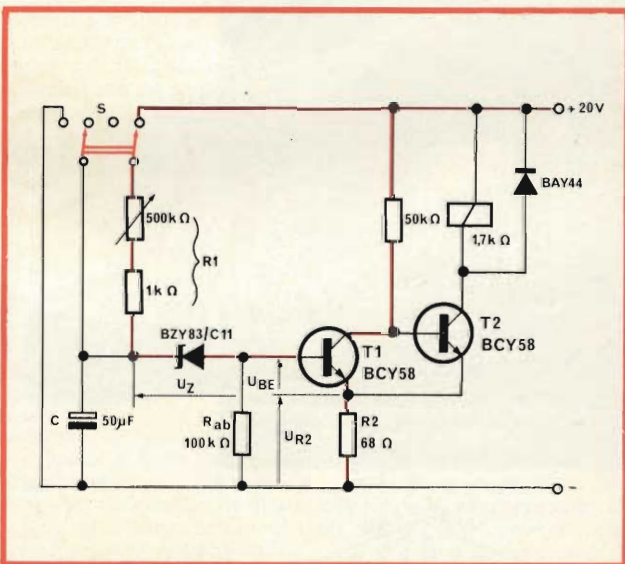



Fig. 7 - Circuito temporizzatore semplice con condensatore elettrolitico. La tensione ai morsetti del condensatore è uguale alla tensione di commutazione. Il transistore T_1 diventa conduttore, in modo che il transistore T_2 è bloccato e il relè si apre.

Il suo valore risulta dalla condizione seguente: questa resistenza deve limitare la corrente ad un valore ancora ammissibile per il diodo Zener e il diodo base del transistore.

$$R_{1min} = \frac{U - U_c}{I_{Bmax}} \quad o \quad R_{1min} = \frac{U - U_c}{I_{Zmax}} \qquad (14)$$

Utilizzare l'equazione che dà il valore più elevato di R_1.

Calcoli

Una corrente di comando di circa 15 A è necessaria per il circuito considerato, tenuto conto dell'intensità assorbita dalla resistenza di fuga R_{ab}. I valori della tensione della batteria U e del condensatore C sono conosciuti.

$U = 20$ V, $C = 50\ \mu F$

Scelta del diodo di Zener:

$U_c = 0{,}63 \cdot 20 = 12{,}6$ V

La tensione di soglia U_c è uguale alla tensione ai morsetti del condensatore dopo un tempo uguale alla costante di tempo. La tensione di Zener è:
$U_Z = U_c - U_{BE} - U_{R2} = 12{,}6\ V - 1{,}3\ V \approx 11\ V$

Il diodo BZY83/C11 è stato scelto.

Determinazione della resistenza di carico

Il valore massimo della resistenza di carico per il quale l'amplificatore di commutazione funziona ancora si calcola per mezzo dell'equazione (9).

$$R_1 = \frac{0{,}37\ U}{I_{Bmin}} = \frac{0{,}37 \cdot 20}{15 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_{1max} \approx 500\ k\Omega$$

Il valore minimo della resistenza di carico è dato da (14):

$$R_1 = \frac{0{,}37\ U}{I_{Bmin}} = \frac{0{,}37 \cdot 20}{20 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_{1\ min} \approx 0{,}45\ k\Omega$$

$$R_1 = \frac{0{,}37\ U}{I_{Z\ max}}$$

$$R_{1\ min} \approx 0{,}47\ k\Omega$$

Valore adottato: 1 kΩ

Tempo di ritardo:

$$T = R \cdot C$$

$$T_{max} = 500 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 25\ s$$

$$T_{min} = 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 50\ ms.$$

LA SENTENZA DELLA CORTE COSTITUZIONALE SUI RIPETITORI TV

a cura di Roberto FREGGIA

Le numerose ordinanze emesse dai Pretori di tutta Italia dal maggio '71 al giugno '73 relativamente alla ben nota questione dei ripetitori televisivi e a quella delle trasmissioni CB, hanno finalmente portato alla pubblicazione della sentenza N. 225 della Corte Costituzionale. Nonostante la chiarezza delle conclusioni, non tutti hanno afferrato il senso che i Giudici hanno voluto dare ed è per questo motivo che non ci sembra fuori luogo riportare uno stralcio delle parti più significative della sentenza.

« Dai giudici di merito si premette che, dopo aver attribuito « l'appartenenza in esclusiva allo Stato dei servizi di tele- « comunicazione, il legislatore ha statuito, tra l'altro, che « nessuno può eseguire o osercitare impianti di telecomuni- « cazioni senza aver prima ottenuto la relativa concessione; « che l'impianto e l'esercizio di stazioni radioelettriche fisse « e terrestri, ad uso esclusivamente privato, può essere con- « cesso, purché concorrano ragioni di pubblico interesse» e « che per detenere apparecchi radiotrasmittenti occorre aver « fatto preventiva denuncia all'autorità locale di pubblica « sicurezza ed al Ministero delle Poste e delle Telecomuni- « cazioni. Sono altresì dettate norme per la concessione di « impianti ed esercizio di stazioni di radioamatori e per la « concessione in esclusiva alla RAI per il periodo di venti « anni dei servizi delle radioaudizioni e di televisione circo- « lare. L'infrazione alle surriportate disposizioni il legislatore « ha poi sanzionato penalmente (art. 178 del r.d. N. 645 del « 1936, così come sostituito dall'art. 1 N. 2 legge 196 del « 1952; art. 3 di questa legge; art. 195 del DPR n. 156 del « 29 marzo 1973). Ciò posto si osserva che la legittimità « costituzionale di siffatta disciplina legislativa, conseguente « al monopolio, statuale delle telecomunicazioni e, prima anco- « ra la legittimità costituzionale di questo monopolio, non può « ritenersi inconfutabilmente dimostrata dalla sentenza n. 59 « del 1960 della Corte Costituzionale. Inoltre, dopo oltre dieci « anni da tale decisione, le considerazioni di ordine più stret- « tamente tecnico sulle quali essa è fondata sarebbero state su- « perate dallo sviluppo della scienza delle radioteledíffusioni.

« 3. Per quanto attiene più specificamente alla detenzione « di apparecchi radio ricetrasmittenti e all'uso esclusivamente « privato di essi, si fa presente che l'art. 21 della Costituzione « sancisce la libertà di manifestazione del pensiero con ogni « mezzo di diffusione; chiunque quindi ha diritto di manife- « stare con qualsiasi modo ed in ogni circostanza il proprio « pensiero, diritto da considerarsi inviolabile ai sensi dell'art. « 2 della stessa Carta. Ne discende il dovere, per chiunque « intenda stabilire od esercitare un impianto radioelettrico, di « richiedere ed ottenere la prescritta concessione il cui rila- « scio è del tutto discrezionale per la competente autorità, « costituisce una grave ed ingiustificata limitazione del dirit- « to di manifestare liberamente il proprio pensiero con ogni « mezzo di diffusione. Tanto più che siffatto diritto, da qua- « lificarsi come uno dei fondamentali proclamati e protetti « dalla Costituzione e come uno di quelli che meglio caratte- « rizzano l'attuale regime democratico vigente nello Stato, « non può incontrare che limitazioni sostanziali fondate in « precetto e principi costituzionali enunciati esplicitamente « nella Costituzione, oppure desumibili da questa mediante « una rigorosa interpretazione giuridica.

« Le ragioni inerenti alla limitazione del mezzo devono dirsi « venute meno con il notevole diffondersi, anche a seguito « della sentenza N. 39 del 1963 di questa Corte, del feno- « meno dei radiotelefoni portatili, certamente non destinate « a dar luogo ad una situazione di oligopolio.

« In definitiva in Italia, il commercio dei radiotelefoni è « libero ma il cittadino che li acquista è obbligato a denun- « ciarne la detenzione ai sensi dell'art. 3 della legge 14 marzo « 1952 n. 196, ed è in ogni caso impossibilitato non solo a « farne uso, ma anche e soprattutto a conservarli nella propria « abitazione in condizioni di «possibile uso».

« E' certo che all'uso indiscriminato degli apparecchi radio- « elettrici, quale mezzo di diffusione del pensiero, si frap- « pongono interessi di natura politica, economica, militare « che è sufficiente a legittimare il mantenimento della riserva « statale

« Tuttavia, se questa fosse abolita, un valido regolamento « di esercizio delle radiocomunicazioni potrebbe, nel rispetto « dei principi vigenti in materia, assicurare allo Stato un ef- « ficace controllo di repressione degli illeciti eventuali com- « messi a mezzo delle radioonde. Va infine fatto presente che « lo Stato ha fatto luogo alla liberalizzazione della vendita e « dell'uso di apparecchi radio trasmittenti e riceventi di mo- « desta potenza operanti sulla bande dei 27 MHz, ma non ha « provveduto ad abolire le norme che vietano la trasmissione « e la ricezione su queste frequenze (art. 9 DPR 5 agosto « 1966 n. 1214); il che contrasta con l'art. 21 della Costi- « tuzione.

Il giudizio relativo a questo argomento si limita, come è evidente, a quel «non può ritenersi inconfutabilmente dimostrata..............»

Molto più concreta è invece la decisione circa i ripetitori televisivi come si evince facilmente dal contenuto del seguente stralciò e soprattutto dalle CONCLUSIONI.

« 6. Le considerazioni fin qui esposte concorrono a dimo- « strare che il monopolio statale dei servizi televisivi a tra- « smissione circolare non viola di principio le disposizioni « costituzionali di raffronto. Ma occorre a questo punto ac- « certare se quel monopolio risulti costituzionalmente giu- « stificato in tutta la sua ampiezza e se nella parte di sua « legittima operatività esso sia accompagnato da garanzie ido- « nee ad assicurare che il suo esercizio sia effettivamente di- « retto al conseguimento di quei fini di utilità generale che « soli possono consentirlo.

« 7. Quanto al primo aspetto, la Corte osserva che la ri- « serva dello Stato, in quanto trova il suo presupposto nel « numero limitato delle bande di trasmissione assegnate all' « Italia, non può abbracciare anche attività, come quelle ine- « renti ai c.d. ripetitori di stazioni trasmittenti estere, che non « operano sulle bande anzidette. E' evidente che in questo

« particolare settore, senza apprezzabili ragioni, l'esclusiva « statale sbarra la via alla libera circolazione di idee, com- « promette un bene essenziale della vita democratica, finisce « col realizzare una specie di autarchia nazionale delle fonti « di informazione. Può ammettersi che l'impianto e l'eser- « cizio di siffatti ripetitori debbano essere sottoposti ad una « disciplina legislativa in considerazione della salvaguardia « di pubblici interessi. Ma è anche vero che la tutela di « questi ultimi può realizzarsi con un regime di autorizza- « zione, non esige certo l'esclusione del diritto del singolo.

« 8. Volgendo ora l'esame al diverso problema delle ga- « ranzie che debbono accompagnare la riserva dello Stato, « occorre trarre le debite conclusioni da quanto si è detto nei « precedenti paragrafi. La sottrazione del mezzo televisivo è « legittima solo se si assicuri che il suo esercizio sia preordi- « nato a due fondamentali obbiettivi: a trasmissioni che cor- « rispondono alla esigenza di offrire al pubblico una gamma « di servizi caratterizzata da obbiettività e completezza di « informazione, da ampia apertura a tutte le correnti cultu- « rali, da imparziale rappresentazione delle idee che si espri- « mono nella società; a favorire, a rendere effettivo e a ga- « rantire il diritto di accesso nella misura massima consentita « dai mezzi tecnici. In mancanza di una disciplina legislativa « che imponga queste due linee direttive e che predisponga « gli strumenti all'uopo adeguati, il mezzo radiotelevisivo, « posto nella libera disponibilità di chi lo gestisce, rischia — « non meno, e forse con maggior danno che se fosse nelle « mani di pochi privati — di essere un poderoso strumento a « servizio di parte, non certo a vantaggio della collettività. « In altri termini, il monopolio pubblico, una volta libero « da ogni regola che correttamente ed efficientemente ne « disciplini l'esercizio, potrebbe tendere a fini e portare a « risultati diametralmente opposti a quelli voluti dalla Costi- « tuzione. Nel fare questa affermazione la Corte non intende « esprimere alcun giudizio sul modo col quale i mezzi radio- « televisivi sono stati finora gestiti: intende solo adempiere « al suo dovere di accertare quali siano le condizioni mini- « me necessarie perché il monopolio statale possa essere con- « siderato conforme ai principi costituzionali.

« A tal proposito la Corte — pur nel rispetto della discre- « zionalità del legislatore di scegliere gli strumenti più ap- « propriati ad assicurare il conseguimento dei due fondamen- « tali obbiettivi di cui innanzi si è discorso — ritiene che la « legge debba almeno prevedere: a) che gli organi direttivi « dell'ente gestore (si tratti di ente pubblico o di concessio- « nario privato purché appartenente alla mano pubbli- « ca) non siano costituiti in modo da rappresentare diret- « tamente o indirettamente espressione esclusivamente o « preponderante del potere esecutivo e che la loro struttura « sia tale da garantire l'obbiettività; b) che vi siano diret- « tive idonee a garantire che i programmi di informazione « siano ispirati a criteri di imparzialità e che i programmi « culturali, nel rispetto dei valori fondamentali della Costi- « tuzione, rispecchino la ricchezza e la molteplicità delle cor- « renti di pensiero; c) che per la concretizzazione di siffatte « direttive e per il relativo controllo siano riconosciuti ade- « guati poteri al Parlamento, che istituzionalmente rappresen- « ta l'intera collettività nazionale; d) che i giornalisti pre- « posti ai servizi di informazione siano tenuti alla maggiore « obbiettività e posti in grado di adempiere ai loro doveri « nel rispetto dei canoni della deontologia professionale; e) « che, attraverso una adeguata limitazione della pubblicità, « si eviti il pericolo che la radiotelevisione, inaridendo una « tradizionale fonte di finanziamento della libera stampa, « rechi grave pregiudizio ad una libertà che la Costituzione « fa oggetto di energica tutela; f) che, in attuazione di una « esigenza che discende dall'art. 21 della Costituzione, l'ac- « cesso alla radiotelevisione sia aperto, nei limiti massimi « consentiti, imparzialmente ai gruppi politici, religiosi, cultu- « rali nei quali si esprimono le varie ideologie presenti nella « società; g) che venga riconosciuto e garantito — come im- « posto dal rispetto dei fondamentali diritti dell'uomo — il « diritto anche del singolo alla rettifica. A tanto non provvede « la legislazione vigente, nella quale — a parte alcune dispo- « sizioni contenute nel dlCPS 3 aprile 1947 n. 428 palese- « mente insufficiente ad assicurare serie direttive in ordine « ai programmi ed a consentire un efficiente controllo del « Parlamento — nulla si rinviene che possa corrispondere « a quel minimo di regolamentazione a cui innanzi si è « fatto cenno.

« 9. Per le ragioni esposte deve essere dichiarata, nei sensi « di cui in motivazione e nella parte relativa ai servizi radio « di radioteleddiffusione circolare a mezzo di onde elettroma- « gnetiche, l'illegittimità costituzionale: a) degli art. 1, 166, « 168, n. 5, 178, e 251 del r.d. 27 febbraio 1936, n. 645; b) « degli art. 1, 183, 195 del DPR 29 marzo 1973 n. 156.

omissis

« Per questi motivi, la Corte Costituzionale:

« a) DICHIARA L'ILLEGITTIMITA' COSTITUZIONALE « DEGLI ARTT. 1, 166, n. 5, 178, e 251 DEL R.D. 27 « FEBBRAIO 1936, N. 645, E DEGLI ARTT. 1, 183, e « 195 DEL DPR 29 MARZO 1973 NELLA PARTE RE- « LATIVA AI SERVIZI DI RADIODIFFUSIONE CIR- « COLARE A MEZZO DI ONDE ELETTROMAGNETI- « CHE.

« b) DICHIARA INAMMISSIBILE LA QUESTIONE DI « LEGITTIMITA' COSTITUZIONALE DELL'ART. 9 « DEL DPR 5 AGOSTO 1966 N. 1214 E DEL DPR 26 « GENNAIO 1952 N. 180 SOLLEVATA IN RIFERI- « MENTO AGLI ARTT. 21, 41 e 43 DELLA COSTI- « TUZIONE.

A questo punto non ci rimane che attendere la regolamentazione sulla costruzione ed installazione dei ripetitori TV. Sappiano che il Ministero PT è già all'opera e che ha chiesto la competente collaborazione dell'ANIE. E' sperabile perciò che i due Enti si dedichino con una migliore alacrità alla preparazione delle norme e quelle che verranno varate, siano norme di pratica attuazione, semplici e nient' affatto burocratizzate. E' ovvio che l'art. 183 e l'art. 195 restano operanti per la parte che NON E' RELATIVA AI SERVIZI DI RADIODIFFUSIONE CIRCOLARE A MEZZO DI ONDE ELETTROMAGNETICHE, vale a dire — come tutti sanno — alla parte che si riferisce a tutti gli altri servizi radio, da quelli pubblici a quelli statali, a quelli privati, ai radioamatori e, buoni ultimi, ai CB.

Due strumenti per tutte le portate alla portata di tutti

Pocketmeter 3301

Tensioni continue
(8 portate) R.I. 20000 Ω/V
0,1-0,5-5-15-50-150-500-1500 V
precisione: ± 1,5% a fondo scala
± 2,5% sulla portata 1500 V

Tensioni alternate
(7 portate) R.I. 6320 Ω/V
1,5-5-15-50-150-500-1500 V
precisione: ± 2,5% a fondo scala

Correnti continue
(6 portate) Caduta di tensione 320 mV
50-500 μA; 5-50-500 mA; 5 A
precisione: ± 1,5% a fondo scala

Correnti alternate
(6 portate) Caduta di tensione 0,5÷1 V
150 μA; 1,5-15-150 mA; 1,5-5 A
precisione: ± 2,5% a fondo scala

Misure ohmmiche
(6 portate)
low Ω-Ω x 1-Ω x 10-Ω x 100-Ω x 1 K-Ω x 10 K
per letture 0,5 Ω÷20 MΩ

Alimentazione
2 pile 1,5 V (in dotazione)
2 pile 15 V (solo per portate Ω x 10 K)

Fusibile
250 mA in serie sul comune Ω.

Dimensioni
185,5 x 122 x 37,5 mm

Peso
500 gr

Scopex 4D-10

Doppia traccia, 10 MHz - 10 mV/cm,

CANALI VERTICALI A e B

Sensibilità	10 mV/cm-50 V/cm (in 12 portate calibrate)
Larghezza di banda	cc. - 10 MHz
Impedenza d'ingresso	1 MΩ ± 3% - 33 pF circa
Modi	solo canale A alternato A e B CHOP/100 kHz

CANALE ORIZZONTALE

Asse dei tempi	1 μs/cm-100 ms/cm (in 16 portate) magnificatore 5 volte
Sensibilità esterna	1 V/cm (200 mV/cm magnificato)
Larghezza di banda	dc. - 500 kHz
Impedenza d'ingresso	1 MΩ/35 pF
Circuito Trigger	ingresso esterno canale A rete
Tubo	reticolo cm 6 x 8
Peso	8 kg

FACE STANDARD S.p.A.
Divisione Strumenti di Misura
20158 MILANO, Viale L. Bodio 33

FACE STANDARD

RELAZIONE SULL'ATTIVITA' DELLA SEZIONE PER IL 1974

di I2CSN Nino Cosmina

E' giusto che avvicinandosi il termine del mandato al Consiglio della Sezione i Soci sappiano che cosa si è fatto durante questo anno nella Sezione e per conto dei Soci.

Il numero di iscritti nel 1974 è stato di duecento tra vecchi e nuovi. Duole riscontrare che molti già iscritti lo scorso anno non hanno rinnovato la quota. E' stata inviata una lettera chiedendo se la ragione di ciò fosse stata una qualche insoddisfazione e nel caso affermativo di dirlo. Molte lettere portano scuse e ragioni lecite (trasferimenti - appatenenza ad altre Sez. dimenticanza ecc.) nessuna riporta critiche. Da ciò si dovrebbe arguire che tutto vada bene; ma che una, dico soltanto una critica costruttiva fosse arrivata!

Mi auguro che quei Soci leggano queste righe e che non abbiano il coraggio del coniglio di tacere o criticare alle spalle.

L'attività di istruzione per la preparazione agli esami per la patente di radioamatore si è svolta regolarmente dal 12 di Gennaio fino a Maggio inoltrato con una buona partecipazione di nuovi appassionati. Va rilevato ancora una volta che la preparazione ha dato ottimi frutti: chi ha seguito regolarmente le lezioni ha avuto la soddisfazione di esser stato promosso; tre allievi solamente dovranno ripetere la prova di telegrafia; la maggior parte degli allievi si è presentata a sostenere l'esame per il conseguimento della patente completa, cioè teoria e telegrafia.

Una nota molto importante e che indica quanto la passione possa far leva sui giovani è che l'allievo Di Marco Marco anni 10 - ha conseguito la patente completa.

Per i soci ed allievi vi è stata una cena in quel di Sovico e sono state consegnate le nuove patenti in una atmosfera più che cordiale e gioiosa.

L'insegnamento prestato è stato fatto da I2KH - I2GLI che maggiormente vi si sono prodigati.

Nel frattempo la Sezione ha partecipato alla Fiera di Milano con uno stand piccolino e in posizione non molto felice. Alla stazione HF e VHF installata si sono avvicendati alcuni OM vivacizzando la seconda edizione del Contest VHF - FM Fiera di Milano.

I risultati sono apparsi sul numero 9 di Radio Rivista ed i primi classificati sono in ordine:

I2DMK primo arrivato, I1SCL secondo e terzo IW2AEN.

La Sede della Sezione purtroppo come area a disposizione si è ristretta, ma in qualche cosa si è migliorata. Nel settore segreteria moltissime e frequenti le richieste di schiarimenti, delucidazioni e pratiche svolte. Il materiale di propaganda e per OM non si fa in tempo ad approvvigionare e talvolta qualcuno è rimasto senza ciò che cercava. Continua ad essere a disposizione per gli OM diverso materiale radio.

Nella saletta biblioteca sono sistemate tutte le cassettine per QSL con i nominativi. Va notato che la posta e le QSL hanno tempi brevi di viaggio se inoltrate attraverso la casella postale (ARI Sez. Milano 4073).

E' in via di sistemazione la biblioteca con volumi e riviste di una certa epoca, ma anche molte riviste recenti e aggiornate che tutti i Soci possono avere a disposizione e consultare. Roberto Ranzani e Massimo I2ECV curano il buon andamento della biblioteca.

C'è una attività particolare che va posta in evidenza: si è cercato di dare tempestivamente notizie che interessano gli OM mediante l'esposizione negli albi di Sezione, nei quali sono apparse non solo notizie riguardanti altre Sezioni, contest, saluti ricevuti dalle vacanze (ai quali si ringrazia globalmente), compra - vendita, occasioni, ma pure diverse offerte di lavoro per tecnici qualificati.

Il piccolo laboratorio entrerà in funzione non appena un OM volonteroso si presterà a dedicarsi per questa attività. Si sono già cercate apparecchiature adatte a ciò e non si dispera di ottenerle da qualche ditta.

La stazione I2IFM è funzionante sotto la responsabilità di I2POH - perito Poli Vincenzo il quale è responsabile pure presso il Ministero per il prossimo quinquennio.

CQ Milano, cari Soci, lo state ricevendo anche se purtroppo vi sono state diverse difficoltà per poterlo tenere in vita.

La Sezione di Milano ha partecipato attivamente ai lavori dell'Assemblea Generale, ai lavori per lo Statuto Nuovo, al Comitato Regionale Lombardo il cui segretario è I2DXG De Grandi Germano, al CER di cui I2SH è attivissimo coordinatore. Per questi argomenti I2SH e I2QJQ maggiormente qualificati, potranno dare maggiori ragguagli.

Le elezioni per il rinnovo delle cariche della Sezione ARI di Milano si terranno ai primi di Dicembre del '74.

E qui auspichiamo (e con me sono d'accordo tutti i Membri del Consiglio) che giovani OM dedichino con passione la loro opera alla Sezione perché molto altro c'è da fare e posto vi è per tutti. I candidati si facciano avanti, diano il proprio nominativo, lo pubblicizzino e... poi sentiranno quanto sono dolci le parole di critica se ce ne saranno.

TRASMISSIONI SULLA BANDA 8000 ANGSTROM

di Thomas D. East, WB8LOX

Circa undici anni fa tre centri di ricerca americani fecero indipendentemente la scoperta che «polarizzando» in direzione frontale dei diodi a gas, questi emettevano un fascio di luce coerente. Questo «Laser» da allora è stato oggetto di continui esperimenti al fine di accertarne le adeguate applicazioni. I Laser sono caratterizzati da un elevato rendimento mentre necessitano di minima potenza e raffreddamento. Praticamente, si classificano quale manifestazione del diodo luminescente, con funzioni p-n, il quale preleva corrente e voltaggio convertendole con procedimento diretto in luce.

I laser semiconduttori fin dall'inizio delle sperimentazioni sono stati candidati all'impiego nelle comunicazioni, sebbene, tenendo conto del fatto che a temperatura ambiente il laser deve operare ad impulsi e non in continuo, i più semplici tipi di modulazione siano preclusi.

L'intenzione del progetto era quindi di sviluppare un sistema di comunicazione a frequenza modulata, impiegando a temperatura ambiente e quindi in funzione discontinua (impulsi) un diodo laser all'arseniuro di gallio con una resa di 3 W.

Il primo passo è stato quello di sviluppare un tipo di modulazione a pulsofrequenza, modificando un circuito base trigger a SCR. Infatti questo SCR, quando è interessato, scarica a massa, attraverso il laser, un condensatore. La sequenza di ripetizione a 8 kHz è resa possibile da un circuito a transistori il quale riduce la costante tempo di RC involuta nel tempo di ricarica del condensatore. L'SCR è triggerato da un diodo a 4 strati, con funzione pnpn ad alta resistenza diretta, il quale cade rapidamente al raggiungere un determinato voltaggio.

Il processo di modulazione avviene quindi variando il voltaggio applicato a questa funzione pnpn, proporzionalmente all'audio applicato al preamplificatore, questo induce le pulsazioni a variare in modo direttamente proporzionale alla modulazione audio applicata al modulatore.

Fig. 1 - Schema a blocchi del sistema di comunicazioni laser PFM.

Il problema seguente è stato quello di sviluppare un tipo di ricevitore atto ad assolvere due funzioni, cioè quella di ricevere gli impulsi e di decodificarli nuovamente in audio. La lunghezza d'onda della luce laser e l'altissima sequenza di ripetizione hanno fatto cadere la mia scelta su un fotodiodo PIN. Infatti questo tipo di diodo si qualifica con un tempo di risalita di circa 5 nanosecondi, rendendo quindi abbastanza facile la ricezione dell'impulso laser a 200 nanosecondi senza la minima distorsione. Questo diodo varia l'ingresso nel bias del preamplificatore in proporzione agli impulsi laser ricevuti. Il preamplificatore è un monostadio con un fattore di amplificazione di circa 5. Il segnale ottenuto da ciò è molto indicato per essere applicato ad un amplificatore IC. Quindi, grazie a questo, l'impulso ricevuto è amplificato sino ad un valore molto vicino a 5.000.

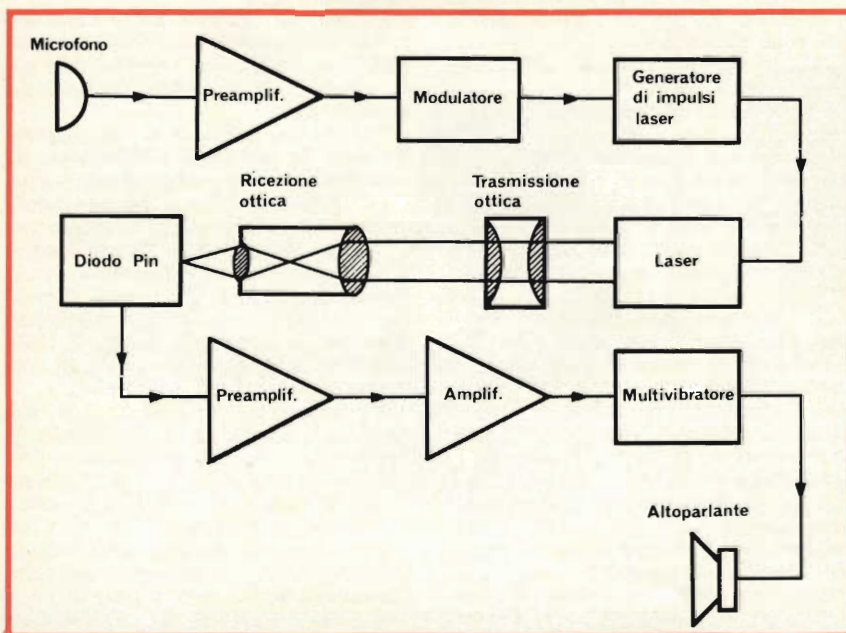
A questo punto, tutto quello che ho dovuto fare è stato di amplificare l'impulso ad un livello di impiego razionale e conveniente. Il segnale di uscita da questo amplificatore alimenta quindi un multivibratore monostabile in grado di convertire la sinusoide a dente di sega di nuovo in un segnale audio.

A questo punto il circuito teoricamente è corretto, sebbene per ottenere il meglio si siano rese necessarie alcune piccole modifiche. A tutt'oggi non è pienamente operativo, comunque i lavori procedono, e sebbene il circuito descritto lavori ancora in condizioni sperimentali da laboratorio, una volta raggiunta la perfezione, dovrebbe essere in grado di ottenere un'effettivo raggio d'azione di diverse miglia. Per comunicazioni a lunga distanza ho in programma di impiegare un telescopio a rifrazione per i segnali in ricezione, focalizzato all'uscita sul diodo PIN, mentre per il modulatore penso che adotterò un sistema ottico a lenti per la collimazione del laser, al fine di ottenere una divergenza dell'asse migliore di 0,1 grado.

L'allineamento naturalmente sarà un egregio problema, se pensiamo che le unità di misura espresse fra trasmettitore e ricevitore sono nell'ordine dei micron. A questo proposito si dovranno usare dei monitor a spot, quantunque io sia propenso ad impiegare un raggio laser visibile, tipo laser al neon-elio, per un migliore allineamento.

Questo sistema di comunicazione, una volta perfezionato, darà modo di sviluppare una catena di comunicazioni ottiche confidenziali, inoltre, operando in infrarosso, non dovrebbe subire gli effetti delle condizioni atmosferche.

E' molto interessante considerando che sarà senz'altro possibile immettere in un unico raggio laser diversi segnali, rendendo quindi agevoli le comunicazioni pubbliche e simili.

In breve finalizzando, questo tipo di comunicazioni, se verrà impiegato, potrà rivoluzionare gli attuali sistemi in uso.

OSCILLATORE A 1750 Hz

Per l'apertura dei ripetitori FM

di IW2 AAB Maurizio Marcovati

Questo progetto di oscillatore è nato per rispondere all'esigenza di una nota di chiamata per l'apertura dei ripetitori FM di facile costruzione e di costo modesto che non impieghi dei componenti circuitali di troppo difficile reperibilità, vedi le bobine necessarie per la costruzione di oscillatori tipo Meissner e simili.

Il problema è stato risolto con l'impiego di un circuito «Twin-T» che, come dice il nome, è formato da due reti a T collegate in parallelo tra loro e situate fra l'uscita e l'ingresso dell'amplificatore che forma la parte attiva dell'oscillatore. Questo circuito ha la proprietà di presentare in uscita un segnale sfasato in modo da portare il complesso in oscillazione per una sola frequenza di funzionamento; in questo modo l'amplificatore si trova nelle condizioni adatte per oscillare solo su di una determinata frequenza che è appunto quella che a noi interessa. La rete di sfasamento è rappresentata nello schema dai resistori R4; R5; P1 e condensatori: C3; C4; C5.

I due resistori da 100 kΩ servono anche per polarizzare la base del transistore oscillatore T1, che si comporta esattamente come un amplificatore di bassa frequenza e sul cui collettore è presente il segnale a 1750 Hz che, prelevato tramite C2, viene poi inviato all'ingresso del trasmettitore; il valore di questo condensatore deve essere trovato sperimentalmente in base alla sensibilità dell'ingresso del TX.

Per la regolazione fine della frequenza si fa uso del trimmer multigiri P1 (è necessario che sia un multigiri per permettere di effettuare la regolazione con una certa facilità).

Il secondo transistore funziona come interruttore comandato dal pulsante del P.T.T. dell'apparecchiatura; in ricezione T2 è saturato tramite la R2 e il transistore oscillatore non è in grado di funzionare dato che viene ad essere alimentato con una V_{CE} inferiore ad 1V, quando viene premuto il pulsante del P.T.T. il condensatore C1 trova la possibilità di caricarsi attraverso di esso e porta a massa la base di T2 fintanto che non ha raggiunto un livello di carica tale da non provocare più una caduta di tensione su R2 sufficiente a interdire il transistore. In questo intervallo di tempo, quindi T2 si interdisce e consente il funzionamento di T1 come oscillatore provocando così l'emissione della nota audio desiderata.

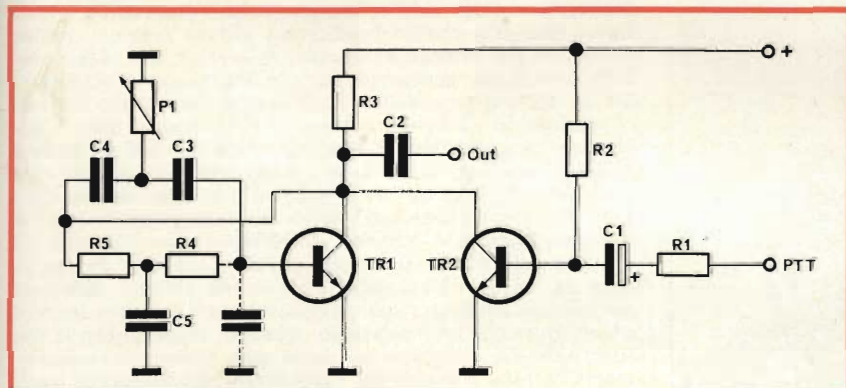
Il valore del condensatore C1 deve essere trovato sperimentalmente in base alla lunghezza del BEEP desiderata e al tipo di apparecchiatura cui deve essere collegato il complesso; il resistore R1 serve a limitare la corrente che scorre nel condensatore C1 e nella giunzione base-emitter di T2 quando il transceiver ritorna in ricezione. Per inciso il tempo del BEEP può essere variato entro un breve intervallo agendo sul valore di R2, tenendo presente che una resistenza troppo bassa può portare alla distruzione di T2 e una troppo alta potrebbe non garantire più la saturazione del transistore.

La tensione di alimentazione del circuito può variare tra i quattro e i quattordici volt senza che si notino variazioni significanti della frequenza per l'uso per cui il circuito viene utilizzato; per contro ho notato una piccola deriva termica che non dovrebbe influire negativamente nelle condizioni di impiego in cui viene utilizzato l'oscillatore. I due transistori non sono critici e possono essere sostituiti con un qualsiasi altro tipo per bassa frequenza.

Con questo circuito è inoltre possibile ottenere una nota continua mettendo a massa la base del transistore interruttore.

E' opportuno, inoltre, bloccare il trimmer multigiri con una goccia di cera dopo la taratura per evitare che possa spostarsi accidentalmente. A titolo di cronaca questo circuito è stato montato sul transceiver di IW2AEN Maurizio che ha effettuato un giro in auto di 4200 Km per l'Italia durante le ferie e al controllo effettuato al suo ritorno a Milano non sono state notate derive di frequenza apprezzabili.

Per concludere, se il circuito dovesse tendere a spegnersi in presenza di forti campi RF è possibile eliminare l'inconveniente inserendo un condensatore di 100 pF tra la base e l'emettitore di T1.

ELENCO DEI COMPONENTI

Componente	Valore
R1	= 220 Ω
R2	= 4700 Ω
R3	= 22 kΩ
R4	= 100 kΩ
R5	= 100 kΩ
C1	= vedi testo
C2	= vedi testo
C3	= 2200 pF
C4	= 2200 pF
C5	= 10 kpF
P1	= 10 kΩ
TR1	= BC107
TR2	= BC107

1000 DA FILICUDI

Il momento più bello era di notte, quando tutta l'isola era in silenzio, c'era soltanto il mare che frugava in mezzo alle dieci barche della baia e si allungava con calma sugli scogli.

Tenevo la luce spenta perché la lampadina del transceiver bastava e nella penombra la ventola, immobile su quattro zampette di plastica in cima al coperchio, sembrava una grossa zanzara in agguato. Facevo tutto adagio, senza rumore. Preparavo il tasto in break-in e appoggiavo la cuffia sul tavolino. Mi piaceva aspettare questo momento, premere il tasto per qualche attimo e di colpo trovarmi in mezzo ad un'esplosione di folla.

Questo può succedere soltanto con la radio, a Filicudi ho capito perché i marinai salgono sempre sulle loro isole nane con una radiolina. E' così che si sentono ancora in mezzo alla gente, anche solo ascoltando musica o il bollettino del tempo. Io avevo una radio parlante, la mia isola improvvisamente si popolava e diventava un mondo pieno di voci. A Filicudi ho capito anche la telegrafia. Non era come a casa, venivano sotto in cinque o sei alla volta ed anche se il QSO era breve, schiacciato in un rapido scambio di rapporti, i punti e le linee non erano soltanto dei suoni, erano voci, parole, colori, persone. Quando l'isola cominciava a popolarsi, la ventola cominciava a girare ed il mio transceiver si riempiva di vita. Non l'ha mai saputo nessuno. Sapevano che avevo la radio perché di giorno facevo baccano in fonia e venivano anche a sentire ed a vedere, ma le voci della notte sono rimaste un segreto. Mi piaceva chiamare sui 40 metri. Chiamavo anche sui 20, ma qui era tutto più selvaggio. Sui 40 c'è meno posto e forse proprio per questo più preparazione, più abitudine al pile-up corretto ed al lavoro in breack-in divenuto normale soprattutto in Russia. Sui 40 chiamavo tre volte ed alla terza volta davo il QTH, il nome dell'operatore e le informazioni riguardanti la QSL. Poi esaurivo scariche di venti o trenta QSO limitati allo scambio RST ed ai saluti. Era evidente che dall'altra parte il mio corrispondente aveva ascoltato prima di rispondere mentre sui 20 metri questo accadeva soltanto da 14.000 a 14.030, la porzione di gamma generalmente sede del CW veloce e del DX. Più in alto mi è capitato persino di sentirmi richiedere il nominativo quando lo scambio RST era già avvenuto. Questa tecnica è diffusa anche in fonia e tradisce un'animosità inutile in quanto chi sta operando da una DX-pedition è lì apposta per garantire dei collegamenti ma ha bisogno di non venir distratto e di non perdere tempo. L'istruzione al DX, come l'educazione al contest, dovrebbero figurare nei programmi di preparazione dei giovani che intendono svolgere un'attività radiantistica: credo che la conoscenza della tecnica operativa diventerà una necessità soprattutto nei Paesi dove l'esame per ottenere la licenza non ha carattere selettivo e favorisce perciò l'accostamento alla radio di appassionati che rischiano di sentirsi rifiutare il QSO. Ricordo di aver chiamato una sera, da Filicudi, sugli 80 metri e di aver agganciato una stazione cecoslovacca che non mi capiva perché il mio segnale era molto basso. C'erano altre stazioni che aspettavano ed alle quali arrivavo meglio. Per non deludere il corrispondente cecoslovacco ho insistito sin quando è riuscito a tirarmi fuori e ad ottenere il rapporto. Poi, in contropartita, si è messo a farmi Cq sopra e mi ha neutralizzato. Sugli 80 metri le mie difficoltà erano determinate dalla cattiva sistemazione dell'antenna, una W3DZZ che sono stato costretto ad installare a ridosso di una roccia che succhiava la mia radiofrequenza come una carta assorbente. Nei piani di studio della spedizione avevo previsto l'impiego di una discesa molto lunga, ma non avevo immaginato che a Filicudi non avrei trovato neppure un albero o qualcosa che lo sostituisse. Ho lavorato quasi sempre con la Echo 8, installata con la soluzione GP e radiali doppi per i 20 metri (ancorati con angolazioni non ortodosse e disuguali. In queste condizioni accordavo abbastanza bene l'antenna anche sui 40 mentre ho rifiutato subito i 10 ed i 15. La W3DZZ non è più ingombrante di una scatola di cioccolatini, mentre la Echo 8 è una composizione di 5 pezzi che possono essere contenuti nella custodia di un fucile da caccia. Infatti aveva approssimativamente questa forma l'astuccio che ho fatto fare a Milano prima di partire e che ho poi portato a tracolla. Filicudi è una delle sette isole Lipari, più conosciute come Eolie, sparse a nord della Sicilia. La più nota è Stromboli perché ha ispirato un film e possiede un vulcano attivo che ogni cinque minuti singhiozza. La più celebre è Vulcano perché ci abita Mike Bongiorno, la più grande è Lipari, con ventimila abitanti e la luce dal 1924. Alicudi è la più piccola, ma fra Alicudi e Filicudi è un bel match. Ho scelto Filicudi perché sapevo di potermi appoggiare presso un albergo nuovo, gestito dal Set Club di Milano, dotato di terrazze e servito da un generatore da 30 kW. Laggiù c'erano 140 abitanti distribuiti in due gruppi di case, un gruppo sul mare e l'altro in cima ad un'altura che mi ha impedito qualsiasi rapporto con le due Americhe. Ho collegato una volta sola Aruba, che evidentemente ha fatto il cosiddetto «giro lungo». La baia dalla quale operavo, sul fianco di Capo Graziano, guardava dritto negli occhi l'Est. In Italia arrivavo fortissimo nella zona di Gorizia. A Nord ho lavorato agevolmente tutta l'Europa ed a Sud ho avuto buone possibilità con l'Africa che non credo di aver sfruttato. Quando c'è stata buona propagazione, ho avuto l'impressione di aver il Giappone dall'altra parte del tavolino. Ma in fonia. In CW c'era il filtro russo che raramente lo ha lasciato passare. Ho raggiunto Filicudi da Napoli con una notte di nave fino a Salina ed altre tre ore di navigazione per raggiungere la barca alla quale ho consegnato il mio bagaglio impressionante: tredici colli, dei

Stemma riportato sulla QSL della spedizione.

quali due riservati alla famiglia. In una valigia, confezionata su ordinazione, c'era il transceiver con l'alimentatore e due misuratori di stazionarie. In un'altra, un ricevitore. In un' altra, il trasmettitore. Poi i cavi, tasti elettronici e verticali, tre microfoni e quasi tutta l'attrezzatura che usiamo generalmente nelle nostre stazioni. Troppe cose, forse. Ma se dovessi ripartire non le lascerei a casa neanche una. Anche il fatto di portare due radio può sembrare esagerato. Indubbiamente sarebbe stato più opportuno portare due transceiver e non una stazione separata. Ma io avevo questo e dopo due giorni il trasmettitore era QRT per la rottura di un relè ed io non avevo il pezzo di scorta. La mia DX-pedition è iniziata il 22 luglio ed è terminata il 1° agosto. Il 23 luglio ho collaudato l'antenna con 20 QSO. Sono intervenuto quattro volte sui radiali per abbassare le stazionarie ed ottenere, soprattutto, una curva ad andamento lineare, indispensabile per lavorare in CW e in fonia. Pensavo di fare 500 QSO ed ho poi spostato il mio traguardo a quota 1000. La giornata più dura è stata quella del 31 luglio con 170 QSO. Non sono cifre impressionanti ma il lavoro di una spedizione è spossante e sono d'accordo che sarebbe molto meglio essere in due per avere dei momenti di recupero e stabilire una reciproca collaborazione. La sistemazione della stazione e la ricerca del guasto nel trasmettitore hanno rappresentato tempi morti. Complessivamente ho trasmesso per 53 ore e 25 minuti ed ho effettuato 518 QSO in fonia e 482 in CW. La media in fonia è risultata di un QSO ogni 2 minuti e mezzo ed in CW di un QSO ogni 3 minuti e mezzo. I tempi comprendono i CQ ed i QRZ. Chiaramente il lavoro in fonia è più veloce, in un minuto si possono fare anche 5 o 6 QSO. Questo dipende anche dal fatto che operando nella zona dei 14200, cioè della frequenza DX, si incontrano operatori dotati quasi tutti di lineare e che non danno problemi. In CW il lineare è ancora una rarità e l'Est lavora con gli autocostruiti che in genere hanno basse potenze non esaltate da antenne adeguate. Il traffico è perciò più lento e comporta di frequente la ripetizione del segnale. Io uscivo con 100 W in fonia e 60 o 70 in CW, parlo di potenza output. Non penso che in una spedizione sia necessario il lineare, ma credo che sia opportuno averlo quando sia noto a priori di non poter contare su livelli apprezzabili di propagazione. Il giorno 23 avrei dovuto collegare a Milano la stazione di I2BVS, Enzo. Avevo quattro appuntamenti che dovevano orientarmi sulla portata del mio segnale. Sono riuscito finalmente a stabilire un contatto con I2BVS il 30 luglio ed il QSO dopo 6 minuti si è dissipato nel QSB. In agosto, tornato a casa, ho collegato una spedizione a Lampedusa ed un'altra spedizione a Pantelleria dove IH9KLV e IH9MCP lavoravano con un dipolo multibanda e 35 W. IG9BWO però aveva il lineare. Il mio primo QSO da Filicudi, che ha la forma di una balena e che nel punto più stretto è attraversabile in dieci minuti, è avvenuto con UC2LO. Il millesimo con UK2PAR. Complessivamente ho collegato 301 stazioni russe, 103 in fonia e 198 in CW. In classifica l'Italia è al 16° posto con 89 stazioni collegate in fonia e 5 in CW. Ho lavorato 50 Paesi con 4 «first time»: lo Zambia, Cipro, il Kuwait e Ceylon in 40/CW. Gli operatori più completi sono i tedeschi (60 in CW, 88 in fonia) che penso vengano stimolati a prepararsi nelle due specialità anche dai loro importanti diplomi. I più famosi CHC europei sono puntualmente arrivati sulle mie emissioni esibendosi nella loro abilità operativa: l'accordo sul fianco e poi la zampata secca, precisa, chiara. Oppure la paziente attesa, educata, la segnalazione in frequenza, la stoccata finale. Avevo segnalato la mia spedizione a DX-news. Mi sono reso conto che anche tutti i Paesi dell'Est ne erano al corrente. Una stazione ungherese mi ha spiegato che il loro giornale di settore aveva riprodotto la notizia e questo mi fa immaginare una grossa organizzazione che in Italia, per esempio, non c'è. Fra i 1000 QSO, qualche avventura, qualche incontro curioso. Don Quirico di Gubbio (IØRJQ) mi chiamava dal Lussemburgo, dove era a bordo di LXIES, per farmi salutare da due italiani che lavorano da quelle parti, Ivo e Antonio. Da Rieti la stazione IØTLR mi lavora con 2 W. IIPUM mi lavora da Israele e Leo (9j2LL) dallo Zambia e non vorrebbe mai lasciarmi, vorrebbe provare delle antenne, parlare tutto il giorno perché ha voglia di parlare in italiano. E poi, una voce molto forte: «Ciao!». «QRZ?». «Ma chi vuoi che sia, sono Aldo!». Cioè, ET3ZU, dall'Asmara. Ho incontrato anche un'altra dozzina di isole, fra le quali due spedizioni, una mezza dozzina di YL, e un'altra mezza dozzina di stazioni a nominativo speciale (fiere, celebrazioni, scouts, anniversari). Filicudi è stata la mia prima esperienza e sicuramente le cose che ho detto non impressionano i vecchi lupi della radio, ma forse possono interessare i giovani leoni. Ce n'era uno molto giovane a Filicudi, mio figlio Marco, dieci anni, patente 1932 agli esami di maggio. Mi ha aiutato a tirar fuori le cose dalle valigie e poi è andato a giocare ed a nuotare. Non ha mai trasmesso, sarebbe stato troppo dura per lui. Un giorno, attraverso i vetri della finestra, dal terrazzo, l'ho scoperto vicino alla radio spenta. L'accarezzava e mi è sembrato che le sussurrasse qualcosa.

Isola di Filicudi. Il luogo di operazione è indicato dalla freccia rossa.

Panorama dell'isola. Sulla destra si nota l'antenna verticale impiegata dalla spedizione.

PLANNING OPERATIVO DA FILICUDI DI I2 DMK

	CW	FONIA	TOTALE		CW	FONIA	TOTALE
1. URSS EUROPA	77	43	120	26. KIRGHIZA	3	—	3
2. UCRAINA	63	35	98	27. FRANCIA	3	3	6
3. GERMANIA	68	88	148	28. BELGIO	2	5	7
4. CECOSLOVACCHIA	51	14	65	29. GIAPPONE	2	34	36
5. POLONIA	51	25	76	30. TURKMENISTAN	2	1	3
6. YUGOSLAVIA	28	13	41	31. GRECIA	1	2	3
7. URSS ASIA	20	8	28	32. AUSTRALIA	1	—	1
8. SVEZIA	19	23	42	33. CEYLON	1	—	1
9. UNGHERIA	15	8	23	34. ISRAELE	—	5	5
10. LITUANIA	11	3	14	35. LIBANO	—	2	2
11. INGHILTERRA	8	13	21	36. GIORDANIA	—	3	3
12. ROMANIA	7	5	12	37. U.S.A.	—	1	1
13. RUSSIA BIANCA	6	4	10	38. KUWAIT	—	1	1
14. AUSTRIA	5	13	18	39. INDIA	—	1	1
15. DANIMARCA	5	17	22	40. CIPRO	—	1	1
16. ITALIA	5	89	94	41. NIGER	—	1	1
17. BULGARIA	5	3	8	42. SARDEGNA	—	2	2
18. KAZAGSTAN	5	—	5	43. GEORGIA	—	4	4
19. ESTONIA	4	3	7	44. LUSSEMBURGO	—	1	1
20. LATVIA	4	3	7	45. ARABIA	—	1	1
21. FINLANDIA	4	7	11	46. ZAMBIA	—	1	1
22. SVIZZERA	4	3	7	47. SICILIA	—	1	1
23. OLANDA	4	10	14	48. SAN MARINO	—	1	1
24. NORVEGIA	3	12	15	49. SUDAFRICA	—	1	1
25. MOLDAVIA	3	3	6	50. AZERBAIDZHAN	—	1	1
					482	518	1000

POSSIBILITÀ E APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

1 COMANDO DI UN TRIAC CON SERIE D'IMPULSI

Il triac Tc1 inserisce il carico, in quanto questo caso un riscaldatore, sulla rete a corrente alternata e sebbene, corrispondentemente alla richiesta, il triac deve essere unicamente o in conduzione o disinserito è necessario un adatto circuito di comando come esposto a figura 1. Con questo sistema di comando si è ottenuta una netta separazione dei potenziali fra tensione continua e alternata e inoltre risultano fortemente ridotti i disturbi sulla rete provocati dagli impulsi di inserzione del triac. Queste proprietà vengono ottenute usando un generatore di impulsi a frequenza di circa 2,5 kHz e un traslatore degli impulsi che col suo avvolgimento secondario pilota il triac. Questo pertanto viene innescato con un impulso ogni 400 µs. Poiché il triac ad ogni passaggio della corrente per lo zero (ogni 10 ms) disinserisce la tensione alternata applicata, il successivo innesco interviene al più tardi 400 µs dopo il passaggio della corrente per lo zero, dunque con valori istantanei della corrente in proporzione molto piccoli.

Il generatore di impulsi è realizzato con un amplificatore operazionale TAA761; quando il generatore non è funzionante il triac non viene innescato e il carico rimane disinserito.

Il comando dell'amplificatore di impulsi può avvenire per esempio tramite un amplificatore di misura, sul terminale 8 dell'integrato TAA761, con in serie un diodo Zener D1 in modo che nel caso di tensioni di comando all'ingresso troppo elevato il carico risulta disinserito. La sequenza degli impulsi di comando può essere scelta di ≦ 5 gruppi di impulsi al minuto. Data la particolare funzione del trasformatore Tr occorre rispettare le polarità del senso degli avvolgimenti, indicati nello schema.

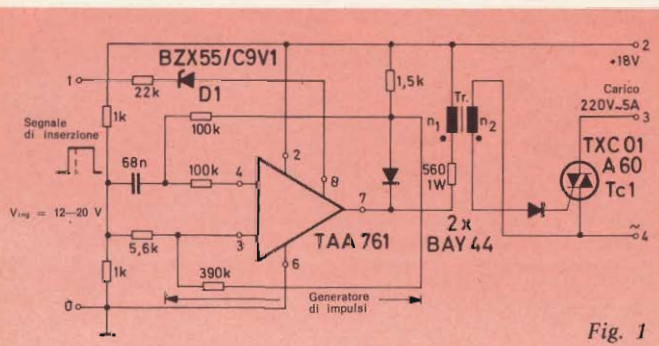



Fig. 1

DATI TECNICI

Tensione di rete:	220 V ~ 50-60 Hz
Massimo carico:	220 V 5 A
Tensione di alimentazione dell'inseritore:	20 V
Segnale di comando per i gruppi di impulsi:	12-20 V
Sequenze di comando:	≦ 6 ogni minuto
Trasformatore Tr:	Nucleo in ferrite traferro 0,05 mm
avvolgimento	n1 = 300 spire Ø 0,12 rl
	n2 = 100 spire Ø 0,10 rl

2 ALIMENTATORE DA RETE PER TV 220V / 30V - 200W

Un alimentatore da rete per ricevitori TV di assoluta sicurezza è presentato nello schema di figura 2: il principio di funzionamento è basato su un oscillatore di conversione a 20 kHz a tiristore. La presente esecuzione fornisce solo una unica tensione di + 30 V e può sostituire il tradizionale alimentatore nei ricevitori TV in bianco e nero, provvisto di trasformatore di rete e transistori di regolazione in serie. Con lo stesso principio qui esposto possono essere realizzate altre esecuzioni, dotate di diversi avvolgimenti secondari, per fornire le diverse tensioni necessarie a un ricevitore TV a colori, inclusa l'alta tensione.

Alla inserzione della rete si presenta sul condensatore di carica C1 una tensione continua ricavata dal raddrizzatore a ponte B500C2000, contemporaneamente attraverso l'avvolgimento primario n1 del rente, il tiristore T1 è già bloccato e parimenti è in stato di blocco il D2. T1 e D2 formano un componente integrato qui inserito come interruttore, durante il tempo in cui esso è chiuso il condensatore C4 si scarica attraverso il diodo D3 e il resistore R3. Dopo che l'interruttore di nuovo si è aperto inizia nuovamente la carica di C4 sino all'istante in cui T1 nuovamente si innesca e il fenomeno oscillatorio riprende da capo. Sull'anodo del tiristore T1 si presenta così una tensione rettangolare il cui valore medio corrisponde circa alla tensione continua al condensatore di carica C1.

L'avvolgimento primario n1 del traslatore di conversione viene pertanto sottoposto periodicamente, tramite l'interruttore a tiristore, alla tensione raddrizzata di rete.

Secondo la polarità del raddrizzatore riportata sull' avvolgimento secondario del traslatore di conversione si può avere un funzionamento come convertitore a fase di passaggio o di blocco. Nel presente caso è stato scelto il sistema di blocco che rende possibile una facile regolazione anche con uno stretto accoppiamento del traslatore.

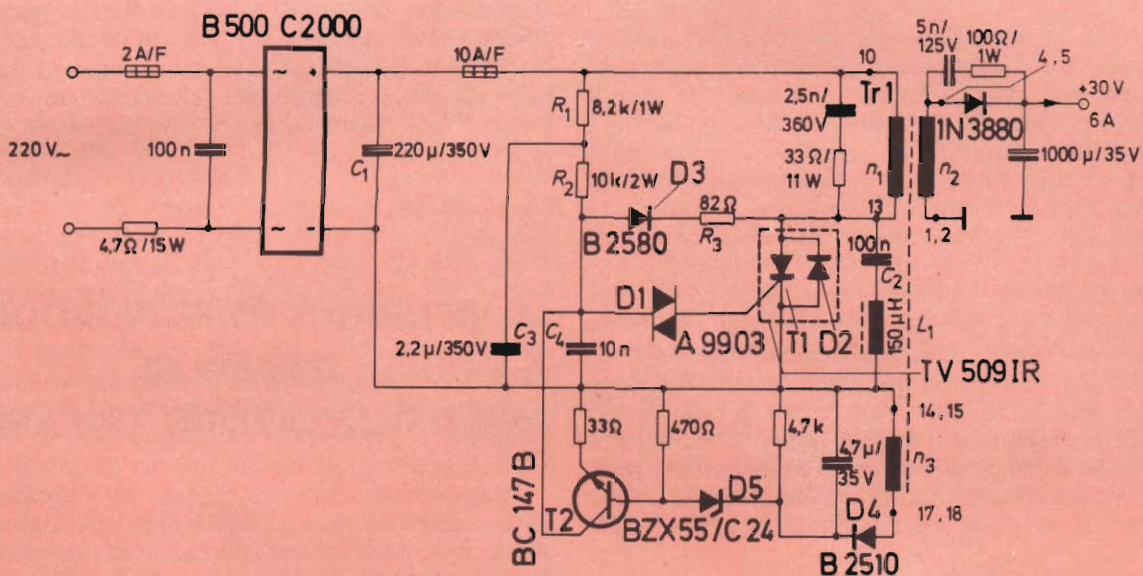



Fig. 2

traslatore di conversione Tr1 viene caricato il condensatore C2 e tramite i resistori R1 e R2 pure i condensatori C3 e C4.

Quando la tensione sul condensatore C4 raggiunge il valore di innesco del diac D1 (30 V) viene innescato pure il tiristore T1, con ciò rimane eccitato il circuito oscillante formato da L1 e C2 e si genera una oscillazione. La semionda positiva della corrente sinusoidale generata scorre attraverso il tiristore T1. Al passaggio per lo zero della corrente il tiristore si disinnesca e il diodo D2 riceve la semionda negativa. Al successivo passaggio per lo zero della cor-

Il circuito di regolazione nonostante la sua semplicità è straordinariamente efficace.

Dall'avvolgimento supplementare n3, a mezzo il diodo raddrizzatore D4, viene ricavata una tensione continua che è applicata alla base del transistore T2 attraverso un diodo di Zener D5 come elemento di riferimento. Se il valore della tensione di uscita supera la tensione di riferimento il transistore T2 inizia a condurre e una parte della corrente di carica del C4 scorre attraverso il transistore. Con ciò viene prolungata la fase di blocco che porta come conseguenza una diminuzione della tensione di uscita. Si

stabilisce così una situazione di equilibrio in modo che la tensione raddrizzata dal D4 permane eguale alla tensione di riferimento più l'errore di regolazione.

La sicurezza di funzionamento del tiristore in questo circuito è talmente elevata che non solo vengono sopportati cortocircuiti sul lato secondario del traslatore ma anche cortocircuiti sul lato primario senza che venga danneggiato il tiristore. Si devono però prevedere protezioni con valvole fusibili, eventualmente possono venire impiegati anche interruttori di massima.

Per variazioni della tensione di rete del $\pm$ 10% la tensione di uscita risulta stabilizzata su circa 0,5%, permanendo un ronzio di rete di circa 20 mVpp. sino 100 mVpp. Gli elementi RC sul primario e sul lato secondario del traslatore servono per lo smorzamento delle oscillazioni transitorie di disturbo.

3 ACCENSIONE PER MOTORI A DUE TEMPI SENZA CONTATTI MECCANICI

I circuiti di accensione per motori a più cilindri a 2 tempi funzionano senza il distributore; è però necessaria una singola bobina di accensione con il suo proprio comando per ogni cilindro. In figura 3 è riportato lo schema di un circuito di accensione a tiristore in cui l'accensione avviene senza contatti meccanici ma a mezzo di un datore di impulsi a magnetoresistori, comandato da un magnete permanente rotante.

E' necessario un trasmettitore di impulsi per ogni cilindro. L'energia per l'accensione viene fornita da una bobina di carica con una tensione impulsiva, dipendente dal numero di giri, applicata al condensatore C1; essa è limitata a 400 V per protezione del tiristore. Il magnete di comando provoca un impulso di tensione alternata alla presa centrale III del generatore a magnetoresistori. Il magnete che si sposta di fronte ai magnetoresistori deve essere polarizzato in modo che l'impulso inizi con una semionda positiva. Durante la semionda negativa il transistore viene portato in conduzione e innesca il tiristore Th. Questo inserisce la bobina di accensione (4) sul condensatore C1 e tramite il suo avvolgimento secondario viene data la scarica alla candela ZK. Quando il condensatore C1 si ricarica sino a che il magnete modula il successivo magnetoresistore. La precisione angolare viene mantenuta indipendente dalla temperatura ambiente con l'impiego del magnetoresistore differenziale FP200L100 e del diodo D1, questo compensa il coefficiente di temperatura del transistore BCY78. Il generatore di impulsi è formato da due magnetoresistori eguali collegati fra loro in modo che viene compensato il coefficiente di temperatura di ogni singolo elemento. L'ampiezza del segnale di comando generato dai magnetoresistori è indipendente dal numero dei giri.

Fig. 3

DATI TECNICI

Tensione di batteria:	14 V (10 sino a 16 V)
Tensione primaria di accensione:	400 V
Tensione secondaria di accensione senza candela:	32 kV
Tensione secondaria di accensione su 100 kΩ (a 2000 giri/m):	11 kV
Tensione secondaria di accensione su 100 kΩ (a 1000 giri/m):	8 kV
Segnale di comando al magnetoresistore:	1,5 V
Distanza fra magnete e magnetoresistore:	1 mm

4 INTERRUTTORE PERIODICO A GRUPPI D'IMPULSI PER UTILIZZATORE TRIFASE

Viene qui descritto un circuito di inserzione elettronico per rete trifase, con innesco di triac al passaggio della tensione per lo zero, i triac previsti sono: 3 x TX C01A60, 3 x TX D99A50, 3 x TX D98A50, 3 x TXE99A50 a cui corrispondono rispettivamente le potenze trifasi massime di 3,6 kW, 6 kW, 9 kW e 15 kW.

Gli interruttori elettronici sono collegati a un generatore di impulsi di comando, questo sistema di inserzione a gruppi di impulsi è adatto per la regolazione in modo continuo di utilizzatori trifasi, nella tecnica degli impianti di riscaldamento. Un particolare vantaggio di questo circuito è la proprietà che il triac inserisce e disinserisce il carico sempre al passaggio della tensione per lo zero, pertanto non si creano bruschi salti di tensione che provocano disturbi sulla rete. Il comportamento del triac anche alla velocità critica di incremento della corrente $[di/dt]_E$ è buono poiché la corrente, di carico sale, corrispon-

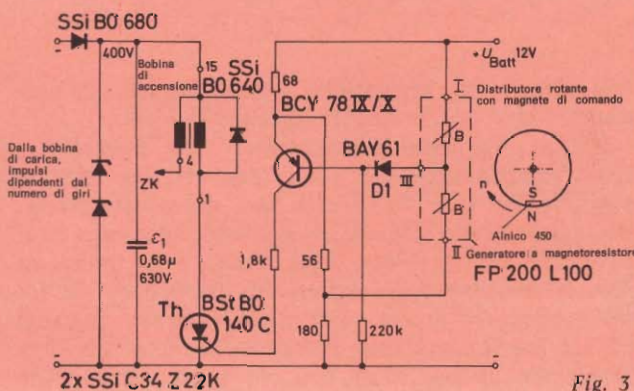
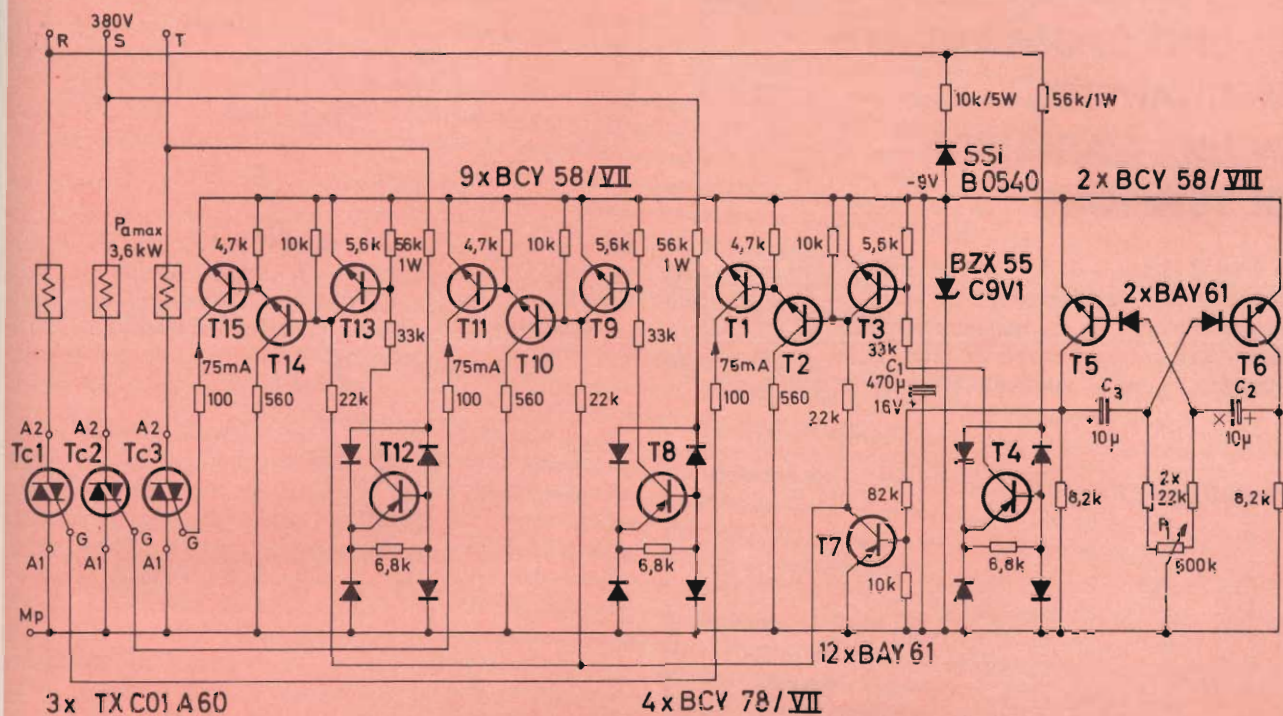



Fig. 4

dentemente alla frequenza di rete, non a scatti ma con andamento sinusoidale.

Lo schema elettrico, vedi figura 4, consta di tre circuiti di comando dei triac nell'istante di passaggio della tensione per lo zero, uno per ogni fase R-S-T e di un generatore di impulsi in comune. La corrente di carico viene erogata nel circuito trifase periodicamente a mezzo dei tre triac Tc1, Tc2, Tc3, ma sempre sotto forma di semionda completa.

La potenza trifase è regolabile, in modo continuativo con il potenziometro, P1, variando la durata del tempo di inserzione del generatore di impulsi fra il 4 e il 96%.

Il generatore degli impulsi di inserzione è un multivibratore astabile che porta in conduzione i transistori T2, T10, T14 nei circuiti di inserzione e indirettamente innesca i tre triac e con ciò inserisce periodicamente il carico con un determinato ritmo predisposto entro i limiti di percentuale sopra menzionati. La frequenza degli impulsi determina la sequenza di inserzione dell'utilizzatore, essa si adegua alla costante di tempo della sua inerzia termica.

Secondo il valore dei condensatori C2 e C3 si ottengono diverse sequenze del ritmo di inserzione. Il carico pilotato dai tre triac TX C01A60 viene limitato sui valori massimi dalla corrente efficace in regime continuativo del triac (6 A) cioè con 380 V di rete può venire commutata una potenza massima trifase di 3,6 kW. La più piccola potenza inseribile è dipendente dalla larghezza dell'impulso di comando alla porta del triac e dalla sua corrente di mantenimento. Il triac rimane innescato per la durata completa del semiperiodo solo se, al ritorno dell'impulso di comando, nel circuito di carico è stato superato il valore della corrente di mantenimento del triac. Con un impulso Trigger di 200 µs rimane a disposizione per pilotare una periodica semionda una larghezza di impulso di 100 µs. Con una corrente tipica di mantenimento di 30 mA per il triac tipo TX C01, la potenza trifase inseribile deve essere maggiore di 450 W.

Con questo stesso circuito di comando possono venire usati anche triac di potenza maggiore; nei dati tecnici sono riportati i tipi di triac e le massime potenze trifasi pilotabili.

DATI TECNICI

Tensione trifase:	3 x 380 V
Comando a gruppi sinusoidali:	4 sino 96%
Durata dell'impulso di comando con C2, C3	
= 47 µF	T = 24 s
= 10 µF	T = 5 s
= 1 µF	T = 0,6 s
Potenza massima con i triac Tc1, Tc2, Tc3 tipo:	
TXC01A60	= 3,6 kW
TXD99A50	= 6 kW
TXD98A50	= 9 kW
TXE99A50	= 15 kW
Regolatore della potenza: potenziometro P1	= 500 kΩ

5 CONVERSIONE MAGNETICA DI UNO SPOSTAMENTO MECCANICO IN UNA VARIAZIONE DI TENSIONE

Con il circuito di fig. 5/A si ottiene una variazione quasi lineare della tensione di uscita in funzione dello spostamento di un magnete rispetto ad un magnetoresistore o di un corpo di ferro dolce rispetto a un magnete su cui è applicato un magnetoresistore.

Fig. 5/A

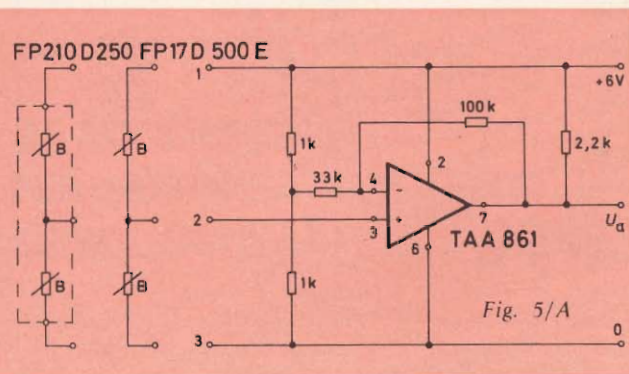
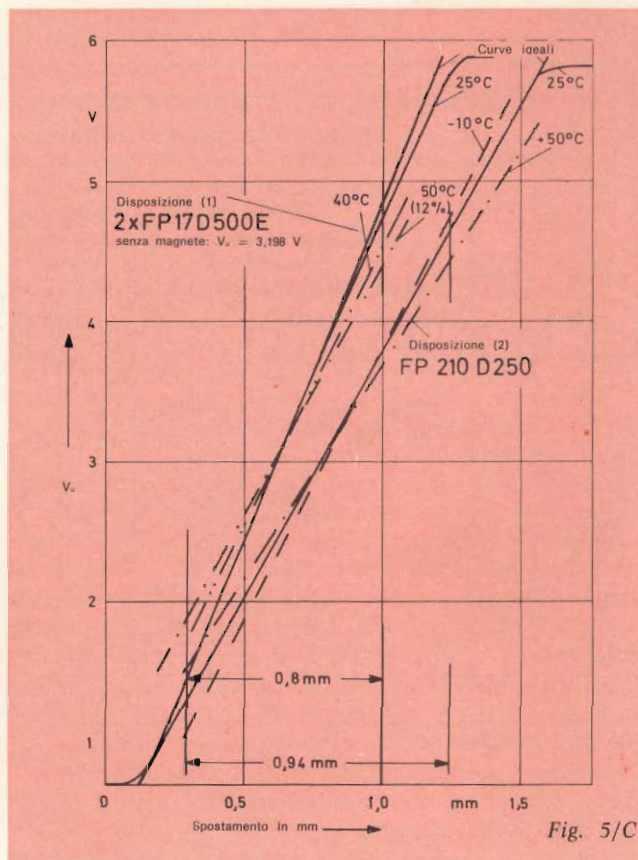
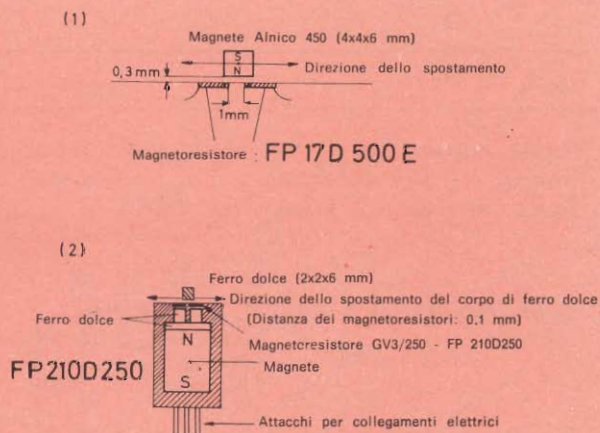



Fig. 5/C

Le figure 5/B - 1 e 5/B - 2 illustrano la disposizione meccanica delle parti nei due casi citati e il grafico in fig. 5/C riporta le curve caratteristiche di uscita, cioè variazione della tensione in funzione dello spostamento.

L'errore di linearità a 25 °C nel caso della disposizione (1) è di circa il 5% su uno spostamento di 0,8 mm. Con il magnetoresistore differenziale tipo FP210D250 montato secondo la disposizione (2) l'errore può essere ulteriormente ridotto.

Nel campo di temperatura di −10 sino +50 °C l'errore è del ± 10% con la disposizione (2) rispetto alla curva a 25 °C.

Una ulteriore compensazione della temperatura è molto difficile poiché il coefficiente di temperatura del magnetoresistore, fuori da questo campo di temperatura, ha un andamento non più controllabile. Gli errori di linearità e di temperatura possono variare in base alle particolari disposizioni meccaniche dei magneti o da selezioni di accoppiamento dei magnetoresistori.

Fig. 5/B

6 CARICA BATTERIE AUTOMATICO 12 V - 5 A

In figura 6 è riportato lo schema elettrico di un carica batterie a 12 V alimentato dalla rete alternata, l'apparecchio è dotato di un limitatore di corrente e di una protezione contro il cortocircuito o l'errata inserzione a polarità invertita.

Il principio di funzionamento corrisponde ad un circuito a tensione costante, con i 2 transistori di regolazione tipo BDY39; la tensione di uscita può venire tarata sul valore nominale mediante il potenziometro R1.

Il transistore T2 assolve tre diverse funzioni:

a) esso viene pilotato dal transistore T1, il quale effettua la comparazione fra tensione di uscita Vu, prelevata su R1, e la tensione di riferimento del diodo Zener BZX55 e regola, tramite il transistore pilota T3 e lo stadio di potenza T5/T6, la tensione di uscita.

b) effettua la limitazione della corrente. La caduta di tensione provocata dalla corrente di uscita sul resistore R2, tramite il trimmer R3, viene portata sulla base di T2; se la corrente di uscita supera lo stabilito valore nominale aumenta la tensione ai capi di R2 e il transistore viene portato in conduzione e, tramite T3, la corrente di uscita che scorre sui transistori T5 e T6 viene attenuata.

c) in caso di cortocircuito, allo stadio finale di potenza risulta applicata circa la completa tensione di alimentazione e la dissipazione aumenta fortemente rispetto al normale valore limite; dal partitore di tensione R4/R5 viene prelevata dal transistore T2 una tensione proporzionale alla tensione collettore-emettitore dello stadio di potenza e che si somma alla tensione del trimmer R3, pertanto il transistore T2 è sollecitato in anticipo alla conduzione e può effettuare la regolazione della corrente di uscita.

Il diodo D1 impedisce che alla disinserzione della rete di alimentazione i transistori vengano sollecitati in senso inverso dalla tensione di batteria; il diodo D2 protegge il transistore T1 da una errata inserzione della batteria a polarità invertita.

Quando l'accumulatore ha raggiunto la carica, vengono messi in conduzione i transistori T1 e T2 e la corrente di carica viene riportata a zero.

A batteria carica deve scorrere una corrente di mantenimento di circa 200 mA e questo avviene attraverso il transistore T4.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	−23 V ± 15%
Tensione di uscita:	− (14 sino 15) V
Variazioni della tensione di uscita per Vb ± 15%:	< ± 0,5%
Resistenza di uscita (Iu = 4,5 A):	< 0,05 Ω
Massima corrente di uscita:	5 A
Resistenza termica del dissipatore:	5 A

per il transistore T3: < 100 °C/W
per ogni transistore di potenza: < 5,5 °C/W
per il diodo D1: < 16,5 °C/W

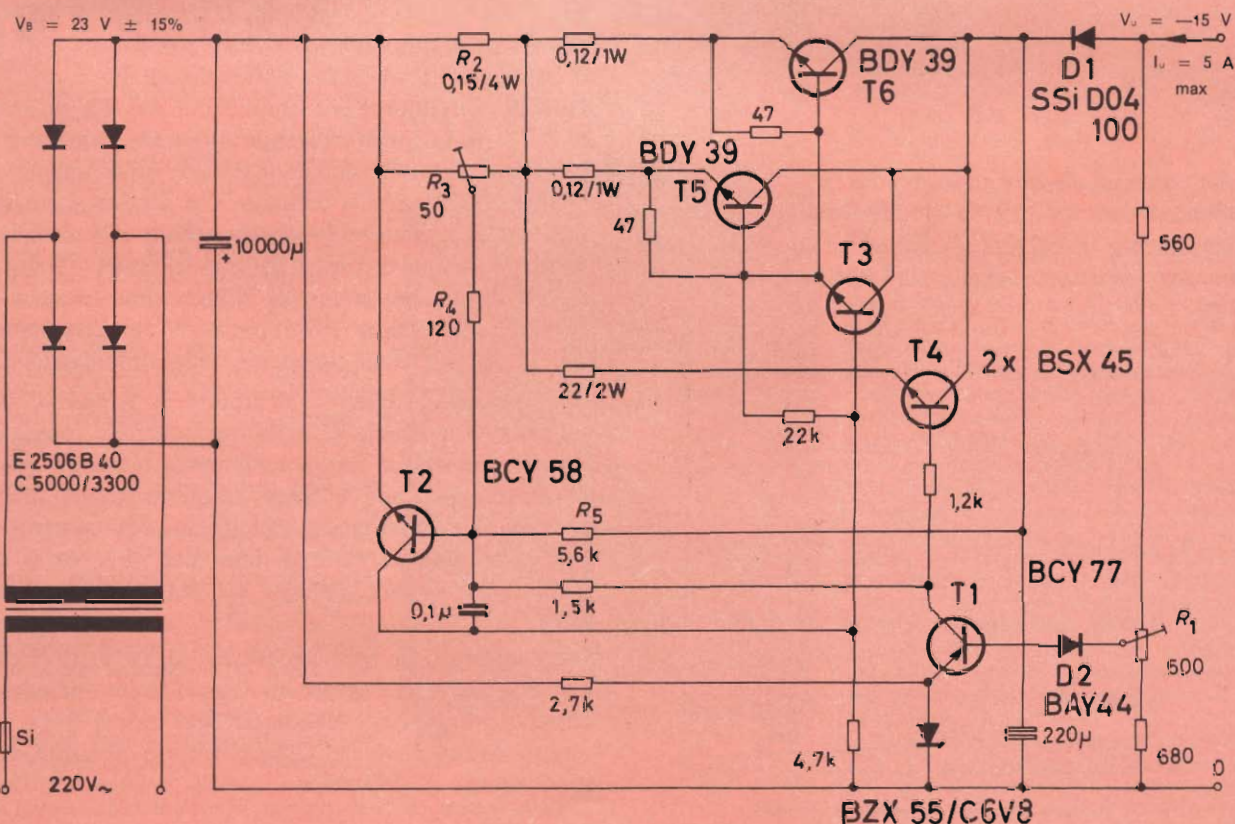



Fig. 6

7 COMANDO AUTOMATICO DEL TEMPO D'ESPOSIZIONE

Per un comando automatico del tempo di esposizione è stato realizzato un circuito che genera un segnale la cui durata è dipendente dalla intensità della illuminazione. Il circuito può iniziare a funzionare con intensità di luce molto bassa, per esempio con 250 mLx. Come fotodiodo è stato usato il tipo FV 1/4 che ha una superficie sensibile di circa 9 mm².

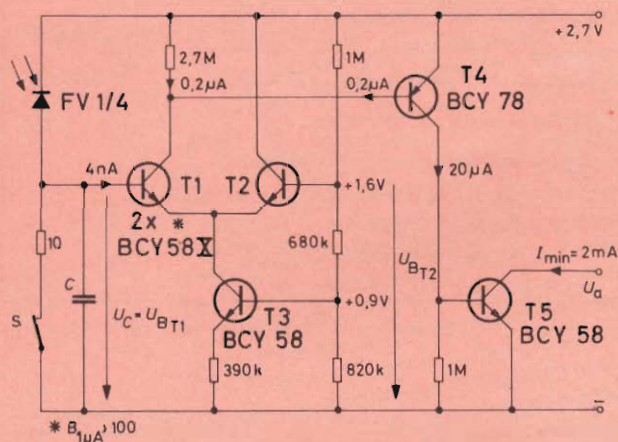



Fig. 7/A

La tensione di alimentazione di 2,7 V può essere realizzata con due pile da 1,5 V. Dato il piccolissimo assorbimento di corrente a riposo di 2 μA l'apparecchio può essere sprovvisto dell'interruttore di inserzione.

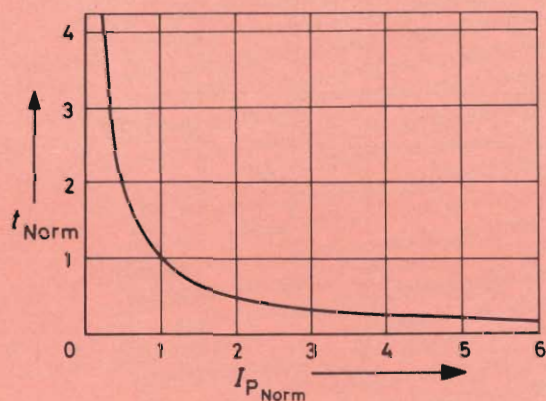



Fig. 7/B

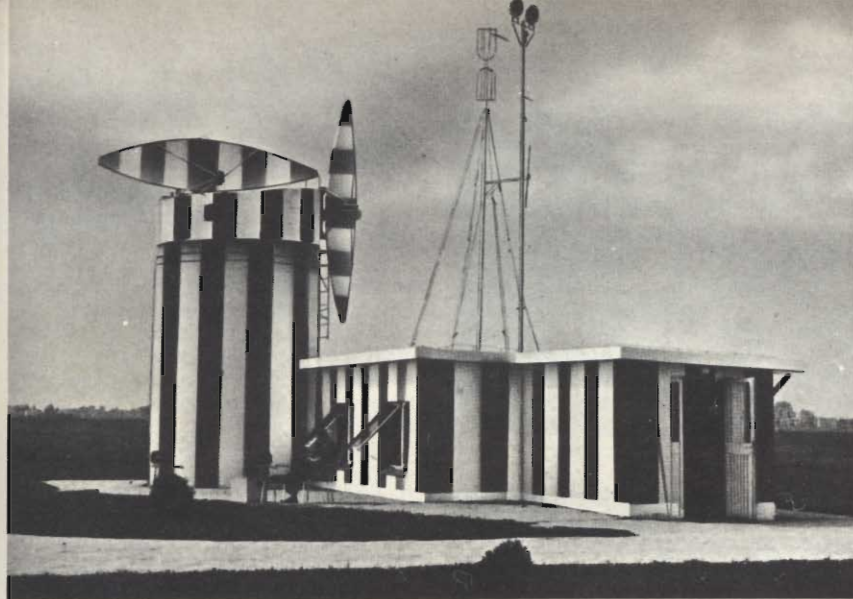
DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	2,7 V
Assorbimento di corrente con fotodiodo non illuminato:	2 μA
Assorbimento di corrente con fotodiodo illuminato:	20 sino 100 μA
Minima intensità di illuminazione:	250 mLx
Massima intensità di illuminazione:	senza limitazione
Massima corrente di uscita:	2 mA

Lo schema, vedi figura 7/A consta di un amplificatore differenziale molto sensibile, costituito dai transistori T1 e T2 la cui corrente di emettitore di circa 1 μA viene addotta dal transistore T3. Per questo valore della corrente di emettitore il fattore di amplificazione B di T1 e T2 deve essere maggiore di 100, ciò si ottiene mediante selezione dei due transistori BCY58 X. La base di T2 è regolata su il valore di tensione di 1,6 V a mezzo di un partitore di tensione; la tensione alla base di T1 è di 0 V, pertanto non scorre alcuna corrente di base. Aprendo l'interruttore S e contemporaneamente illuminando il fotodiodo si carica il condensatore C, la cui tensione sale linearmente sino a che è raggiunta la tensione di base di T2; allora scorre corrente di base sul T1. La corrente di collettore di T1 pilota il transistore T4 la cui corrente di collettore viene amplificata dal T5 su valori di > 2 mA, quale corrente di uscita. Mediante il transistore T5 l'illuminazione viene nuovamente interrotta. Chiudendo il contatto S si scarica il condensatore C e il circuito è pronto per un nuovo azionamento. Il tempo di carica del condensatore corrisponde alla durata del tempo di illuminazione. Esso è dipendente dal valore della corrente del fotodiodo e rispettivamente dalla intensità della illuminazione.

Il grafico di figura 7/B riporta il tempo di illuminazione in funzione della corrente del fotodiodo. La curva di carico ha un andamento tanto più piatto e l'errore di tempo è tanto maggiore quanto più si avvicina la corrente del fotodiodo alla corrente di base. Con una corrente di base del 75% della corrente del fotodiodo l'errore sul tempo è di circa il 15%.

La corrente di base necessaria al T1 è di circa 4 nA così che con l'errore di tempo sopra indicato la corrente minima del fotodiodo deve essere 6 nA. Da questo risulta il valore della più bassa intensità di illuminazione di 250 mLx.

Estratto da «Halbleiter-Schaltbeispiele 1971/72/73/74» della SIEMENS AG.

la tecnica delle telecomunicazioni

seconda parte di Piero SOATI

L'IDENTIFICAZIONE DELLE EMISSIONI RADIOELETTRICHE

In questo paragrafo riportiamo un elenco di emissioni tipiche indicando, per ciascuna, il sistema che occorre seguire e gli apparecchi necessari per la loro identificazione.

Premettiamo che nella maggior parte dei casi le apparecchiature si riducono all'uso di uno o più ricevitori adatti al traffico radio.

1°) Emissioni relative alla radionavigazione aeronautica - *Ricevitore per il traffico, pubblicazioni dell'aviazione civile internazionale (OACI), manuali di informazione sui voli e delle relative emissioni radioelettriche.*

2°) Modulazioni complesse - *Ricevitore per il traffico. In genere i trasmettitori emettono dei segnali di riconoscimento manipolati automaticamente, in precisi periodi di tempo, nelle differenti classi di emissione, che generalmente sono del tipo A2 e F2.*

3°) Apparecchi per diatermia o trattamenti termici medicali - *Ricevitore per il traffico predisposto per la ricezione in A2. In genere tali emissioni presentano una certa instabilità di frequenza. Gli apparati più moderni sono però controllati a quarzo e pertanto più stabili. La modulazione, in linea di massima, si attua tramite la frequenza di rete o dei relativi multipli interi, partendo da una frequenza portante relativamente bassa, con intensità elevata, per ottenere frequenze più alte di minore intensità.*

Il funzionamento di questi apparecchi si distingue da quelli relativi al riscaldamento industriale per il fatto che la loro durata di emissione è maggiore, generalmente dell'ordine di 5 ÷ 30 minuti. Le frequenze assegnate a tali apparecchiature (che sono comuni agli apparati per impieghi industriali), sono *le seguenti:* 13560 kHz, 21720 kHz, 40,68 MHz, 915 MHz, 2450 MHz, 5800 MHz, 24,125 GHz. *Frequentemente, quando la messa a punto degli apparecchi non è stata eseguita in modo ortodosso, si possono notare dei disturbi anche sulle frequenze armoniche.*

Fig. 1 - Un modernissimo analizzatore di spettro della TEKTRONIX (Silverstar), per copertura da 100 kHz a 1,8 GHz (modello 7L12) e da 10 kHz a 1,8 GHz (modello 7L13).

4°) Catena per radionavigazione GEE - *Ricevitore per il traffico più un contatore per frequenze acustiche.*

5°) Sistema fac-simile Hell - *Apparecchiature per la ricezione in fac-simile. La ricezione con un ricevitore per il traffico dà luogo ad un suono caratteristico che ricorda una emissione del tipo A2 con successive e rapide interruzioni.*

6°) Apparecchiature per il riscaldamento industriale - *(usate ad esempio per la saldatura dei metalli e delle materie plastiche) - ricevitore per il traffico od anche un analizzatore di spettro. Questo genere di emissioni si presenta con delle continue variazioni di frequenza e di intensità che corrispondono al variare del carico e dalle caratteristiche dei circuiti di alta frequenza. Esse sono impiegate sulle stesse frequenze riservate agli apparecchi per diatermia ma il loro periodo di funzionamento è più breve, aggirandosi fra 2 secondi e 3 minuti.*

7°) Sistema di atterraggio strumentale ILS - *Apparecchiature di ricezione di tipo speciale che lascino passare le frequenze di modulazione di 90 Hz e 150 Hz. Questo sistema è costituito da due trasmettitori che funzionano su gamme differenti, uno dei quali trasmette il se-*

gnale di identificazione in Morse (emissione A2 frequenza 1020 Hz).

8°) LORAC - *Ricevitore per il traffico. L'identificazione si effettua individuando le differenze di frequenza fra due stazioni o mediante dei rilevamenti.*

9°) LORAN - *Ricevitore per il traffico o meglio ricevitore LORAN. La modulazione è effettuata con un minimo di due treni di impulsi interdipendenti che conservano una differenza di fase costante, quando l'osservatore si trova in un punto fisso. L'identificazione si effettua analizzando il numero di ripetizione degli impulsi e la frequenza utilizzata.*

10°) Radiofari marittimi ed aeronautici - *Ricevitore per il traffico. Nominativo in codice Morse internazionale ed in qualche caso per annuncio parlato.*

10°) Installazioni per la saldatura ad arco o ad alta frequenza, raggi X, insegne luminose, elettrodomestici, sistemi automatici di accensione, disturbi di origine solare e cosmica, ed altri - *ricevitore per il traffico.*

11°) Sistemi multiplex -

a) Telescriventi duplex, manipolazione a spostamento di frequenza - *apparecchiature speciali. Ricevitore per il traffico munito di un convertitore appropriato e di una telescrivente con margine regolabile.*

b) Multiplex a ripartizione nel tempo, a otto vie con larghezza totale di 1200 Hz, 400 Hz tra gli elementi (Twinplex) *apparecchi speciali.*

c) Multiplex elettronico, F1 a spostamento di frequenza, tipico da 100 a 850 Hz. - *apparecchi speciali.*

Multiplex a quattro vie ed otto elementi (twinmode) - *apparecchi speciali. Ricevitore per il traffico con filtro appropriato, convertitore di frequenza e telescrivente funzionante alla velocità desiderata.*

d) Ripartizione di frequenza, ripartizione nel tempo, multiplex a quattro elementi con separazione di circa 200 Hz - *apparecchiature speciali. L'emissione del multiplex ARINC è caratterizzata da una frequenza di sincronizzazione di 60 Hz che si individua facilmente regolando la velocità di esplorazione di un analizzatore di spettro.*

e) Ripartizione in frequenza, ripartizione nel tempo, multiplex, da 2 a 4 elementi, con separazione di circa 1000 Hz. - *apparecchiature speciali.*

f) Telescriventi a due vie e 4 elementi con larghezza totale della banda di 1200 Hz - *Apparecchiature speciali costituite da un ricevitore per il traffico con filtro, convertitore di frequenza e telescrivente funzionante alla velocità desiderata.*

g) Multiplex elettronico a due elementi con separazione di circa 400 Hz - *Apparecchiature speciali. Nella posizione di riposo si può impiegare l'oscilloscopio.*

h) Multiplex a due elementi con separazione di 400 Hz o di 850 Hz - *Apparecchiature speciali.*

12°) Radar - *modulazione ad impulsi. La sola caratteristica di identificazione*

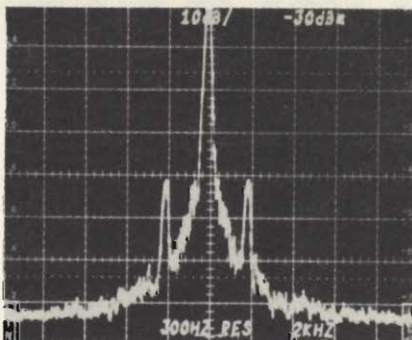
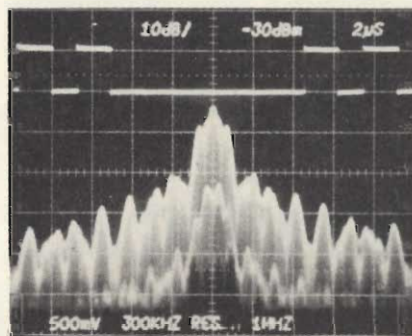
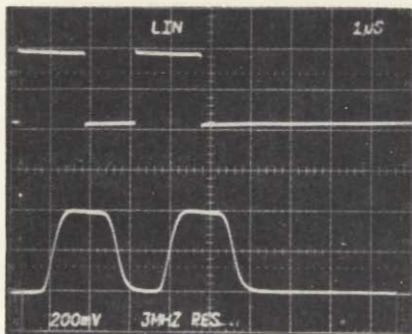



Fig. 2 - Fotogrammi caratteristici di alcuni tipi di emissioni, ottenuti con l'analizzatore di spettro di figura 1.

è la frequenza acustica e le caratteristiche di ripetizione degli impulsi. Generalmente il segnale non può essere udito che durante un breve periodo di tempo, quando cioè l'antenna del radar è diretta verso il punto di ricezione.

13°) Parola non intelligibile - *Ricevitore per il traffico con oscillatore a frequenza di battimento con cristallo molto selettivo oppure apparecchio speciale con modulatore simmetrico per* «parola non intelligibile invertita». *Nella variante con BFO e quarzo, il ricevitore dovrà essere regolato su di un lato del segnale e quindi sintonizzato con grande cura fino a rendere la parola intelligibile. Nei sistemi ad inversione occorre usare l'apparecchiatura che consente di riportare la parola nelle normali condizioni.*

Per i sistemi di segretezza a struttura complessa è indispensabile utilizzare dei filtri passa banda a bassa frequenza, degli invertitori ed altri apparecchi del genere.

13°) Sistemi simplex.

a) Manipolazione a spostamento di frequenza ad una sola via con spostamento compreso fra 50 e 1000 Hz. - *Valgono le stesse osservazioni relative alle telescriventi simplex F1. Quando si utilizza una radiotelescrivente è indispensabile munirla di un convertitore di modulazione che fornisca gli impulsi in corrente continua (sistema non polarizzato) necessari al funzionamento dell'apparecchio.*

b) Manipolazione a spostamento di frequenza a larga banda, da 1 a 4 kHz - *Il segnale è costituito da un'onda portante che è modulata in frequenza dallo stato di lavoro allo stato di riposo (ad esempio −1,5 kHz a +1,5 kHz), nel sistema simplex. Nel sistema multicanale una frequenza costante di 1500 Hz modula la portante con una escursione di ± 1,5 kHz. Questo segnale a sua volta è modulato da un segnale a spostamento di frequenza più piccolo, allo scopo di ottenere un segnale doppio di cui una componente è superiore ed una altra inferiore alle frequenze delle due bande laterali. Questo tipo di emissione è facilmente riconoscibile a causa dell'elevato spostamento di frequenza.*

14°) Sistemi di telemisura - *Ricevitore per il traffico. Nominativo di identificazione.*

14°) Radiofari omnidirezionali ad onde metriche (VOR) - *Apparecchiature speciali. Queste emissioni in genere sono caratterizzate dalla frequenza di modulazione che è dell'ordine di 10 kHz da una parte e dell'altra dell'onda portante e che è chiaramente visibile su un analizzatore di spettro.*

Analizziamo adesso più dettagliatamente quanto abbiamo precisato nel paragrafo precedente prendendo in considerazione le definizioni ufficiali dei vari tipi di emissione.

A0 - Portante non modulata - *Ricevitore classico per il traffico, munito di oscillatore di battimento (BFO).*

A1 - Telegrafia senza modulazione - *(Codice Morse Internazionale) - Ricevitore per il traffico con oscillatore di battimento (BFO).*

A1 - Telescrivente aritmica - *Ricevitore per il traffico completato da un dispositivo che trasformi i segnali ricevuti in impulsi di corrente continua in modo da fare funzionare il relè di manipolazione di una telescrivente avente le caratteristiche e la velocità desiderate.*

A2 - Modulazione di ampiezza di una frequenza acustica - *Ricevitore per il traffico.*

A2-A - Grande velocità - *Ricevitore per il traffico con apparecchio per la registrazione dei segnali.*

A2-A - Telescrivente - *Usare le stesse apparecchiature del sistema A1 telescrivente aritmica.*

A2B - *Usare le stesse apparecchiature del sistema A1 telescrivente aritmica.*

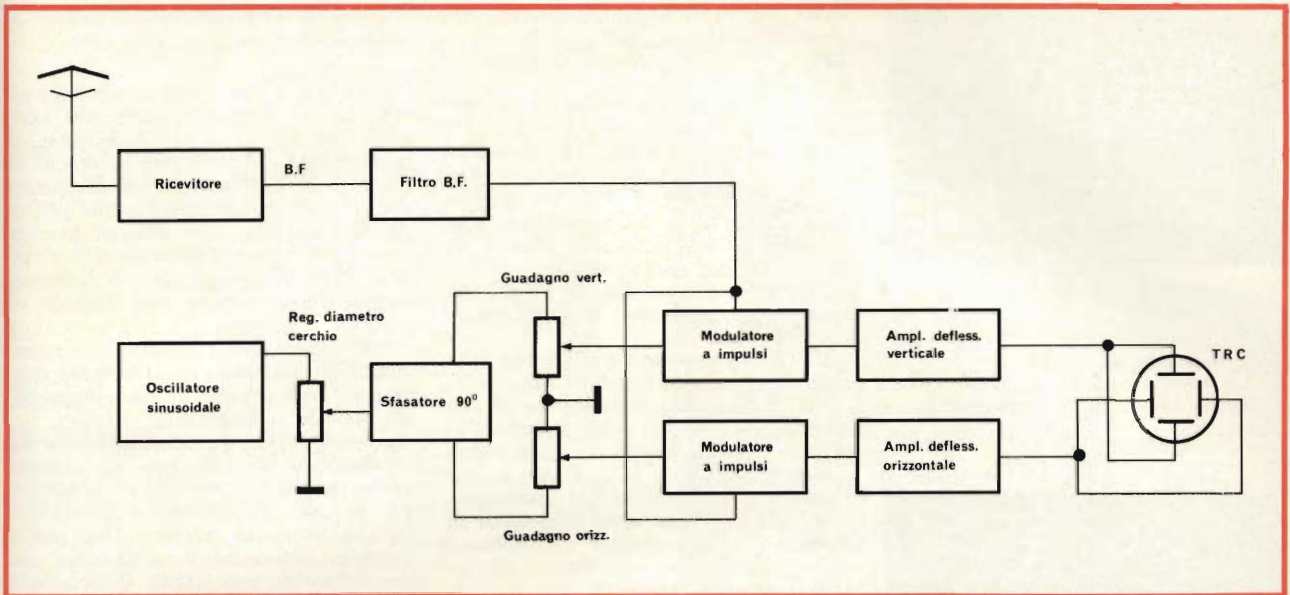



Fig. 3 - Schema di principio di un sistema di analisi e di identificazione dei segnali a ripartizione di tempo.

A3 - Telefonia a modulazione di ampiezza - *Ricevitore per il traffico.*

A3A - Telefonia a banda laterale unica con portante ridotta - *Ricevitore per il traffico con BFO. Togliere il CAV, regolare il livello del segnale con il comando di guadagno ad alta frequenza; portare il guadagno di bassa frequenza al massimo e regolare il BFO allo scopo di simulare la frequenza portante iniziale.*

A3B - Telefonia a due bande laterali indipendenti - *usare lo stesso sistema indicato per A3A (almeno che si disponga di un ricevitore per SSB). Il ricevitore dovrà essere sufficientemente selettivo allo scopo di consentire la selezione delle due bande.*

A4 - Fac-simile - *Come abbiamo già detto occorre impiegare un ricevitore per fac-simile. L'onda portante di queste emissioni è modulata in ampiezza, con una percentuale di modulazione costante, con delle frequenze di bassa frequenza e per sovrapposizione di altre frequenze fisse che servono per sincronizzare il dispositivo ricevente con quello trasmittente.*

A5 - Televisione (immagine solamente) - *ricevitore per televisione. L'identificazione può essere fatta anche usando un ricevitore a larga banda con un oscilloscopio che permetta di riprodurre le immagini della modulazione e dei sincronismi.*

A7 - Telescrivente a più frequenze acustiche - *Il segnale, a modulazione di ampiezza per la telegrafia armonica multivia può essere del tipo a banda laterale unica o a bande laterali indipendenti. Impiegare un ricevitore per il traffico, convertitore e telescrivente.*

A9B - Emissioni a modulazione di ampiezza, bande laterali indipendenti, usate in genere per trasmettere telegrafia armonica su una banda e telefonia sull'altra - *Per la banda laterale in fonia si userà un ricevitore per il traffico di buona selettività, per la banda laterale in telegrafia lo stesso ricevitore con convertitore e telescrivente.*

A9C - Emissioni complesse (banda laterale residua) - *Un ricevitore adatto a questo tipo di emissioni. Eventual-*

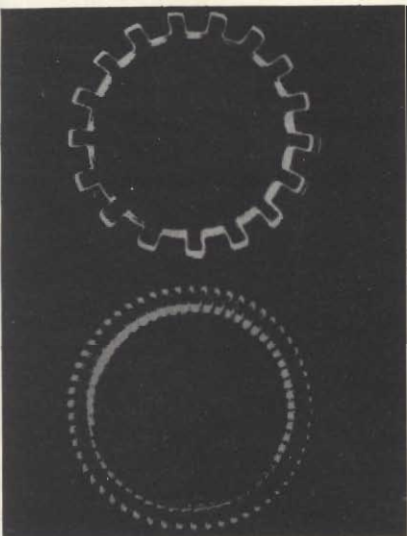



Fig. 4 - Modulazione sinusoidale, a frequenze basse, ottenuta con un circuito del tipo illustrato in figura 3.

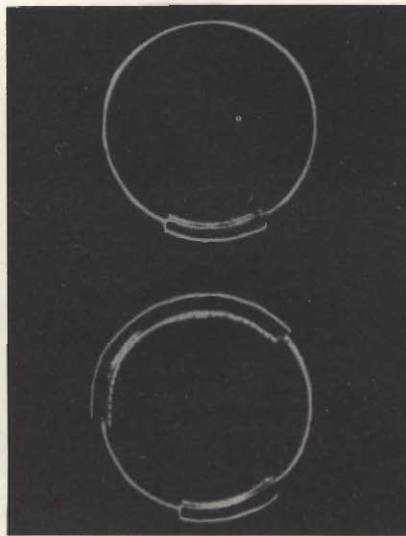



Fig. 5 - Ricezione dell'impulso di partenza e della lettera «W» di una telescrivente con velocità 60 parole min.

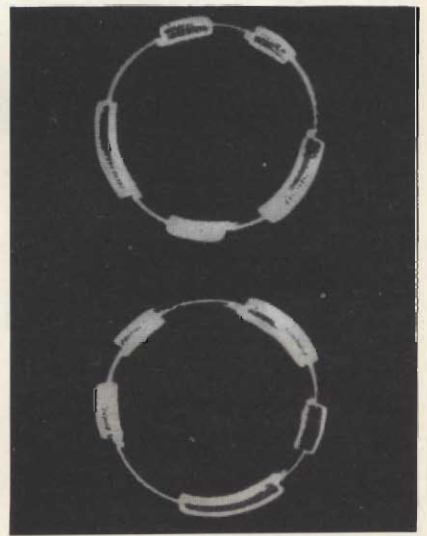



Fig. 6 - In questa figura è riportato un segnale multiplex elettronico a ripartizione di tempo.

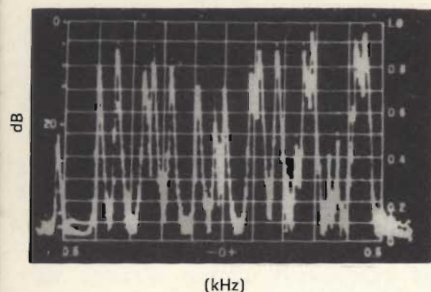



Fig. 7 - Modulazione complessa del tipo 6A9B osservata all'analizzatore di spettro. La frequenza cresce da sinistra verso destra. Larghezza di esplorazione 3 kHz.

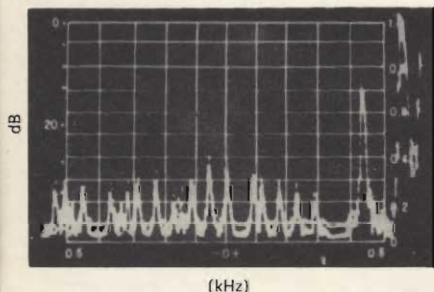



Fig. 8 - Stessa emissione di figura 7 in cui si osserva soltanto la banda laterale inferiore.

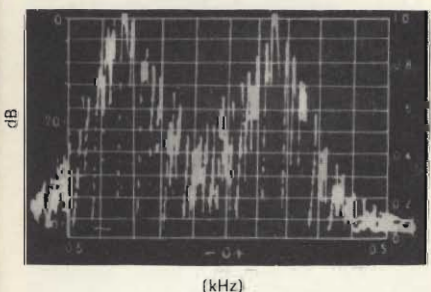



Fig. 9 - Emissione multiplex a ripartizione di tempo. Larghezza di esplorazione 740 Hz. La frequenza cresce da sinistra verso destra.

mente può usarsi lo stesso metodo per le emissioni tipo A3A.

F0 - *Ricevitore come per le emissioni di tipo* A0.

F1 - Telegrafia a spostamento di frequenza (ad esempio multiplex a ripartizione nel tempo a quattro vie codice a sette unità). *Ricevitore per il traffico con BFO. In caso di difficoltà occorre usare un ricevitore adatto a questo tipo di velocità, eventualmente munito di registratore per grande velocità.*

F1 - Telescrivente simplex - *Usare gli stessi apparecchi per le telescriventi aritmiche tipo A1.*

F2 - *Ricevitore per il traffico con BFO* oppure adatto alla ricezione FM.

F3 - Telefonia a modulazione di frequenza - *Ricevitore a modulazione di frequenza con larghezza di banda adatta al tipo di ricezione. In certi casi le stazioni di radiodiffusione FM sovrappongono alla portante delle frequenze di modulazione supersoniche che possono essere identificate con l'aiuto di un analizzatore di spettro o con dei demodulatori adatti a tale scopo.*

F4 - Fac-simile - *L'onda portante è modulata in frequenza da uno spostamento di frequenza costante, ottenuto mediante l'impiego di frequenze BF e di frequenze udibili selezionate che assicurano i sincronismi. Ovviamente la ricezione deve essere effettuata con apparecchiature riceventi per fac-simile.*

F5 - Televisione a modulazione di di frequenza - *Si tratta di un tipo di emissione poco usata.*

F6 - Telegrafia duplex a quattro frequenze - *Ricevitore classico con demodulatore, convertitore e telescrivente.*

F9 - Emissioni complesse, per esempio televisioni con ponti hertziani, che trasmettono un numero variabile di canali di informazione e più tipi di sottoportante. *Si dovrà usare un ricevitore appropriato munito di speciali demodulatori.*

P0 - Impulsi non modulati - *Ricevitore del traffico purché gli impulsi si mantengano nella gamma delle frequenze acustiche. Si può usare anche un analizzatore di spettro.*

P2D, P2E, P2F, P3D, P3E, P3F, P9 - *Questo genere di emissioni richiede l'impiego di apparecchiature speciali. Può essere utile un analizzatore di spettro per stabilire la frequenza di modulazione.*

Sistema di identificazione di segnali a ripartizione di tempo.

La figura 3 si riferisce ad uno schema elettrico di apparecchiatura che consente l'identificazione delle emissioni di telescrivente a ripartizione di tempo in sostituzione dell'analizzatore di spettro che non sempre si presta a tale genere di identificazione. L'oscillatore deve essere tarabile con precisione allo scopo di stabilire la frequenza di funzionamento della telescrivente (parole al minuto) il numero e la larghezza degli impulsi. Quando la frequenza di esplorazione dell'oscilloscopio corrisponde esattamente alla velocità di funzionamento, gli impulsi regolarmente spaziati, restano immobili sulla circonferenza del cerchio. Ad esempio per una velocità di 60 parole al minuto la ricezione degli impulsi corrisponde alla velocità di una parola al secondo. Una parola contiene perciò sei funzioni ossia cinque lettere ed uno spazio. Pertanto con sei esplorazioni al secondo ciascuna linea dà una immagine del codice degli impulsi per ciascuna lettera (o funzione) una dopo l'altra. Una frequenza di esplorazione di 6 Hz corrisponderà quindi alla velocità della telescrivente di 60 parole al minuto, 7,3 Hz corrisponderanno a 73 parole al minuto e così via. Nei sistemi multiplex elettronici a 4 vie, a ripartizione di tempo, la frequenza di esplorazione corrisponde alla velocità di trasmissione corrispondente a ciascuna via. Il codice degli impulsi per ciascuna delle quattro vie può essere visualizzato su ciascuno dei quattro quadranti dell'immagine circolare.

Siccome l'esplorazione avviene su un angolo di 360° con base dei tempi molto precisa e continua, il quadrante che serve ad individuare la frequenza di esplorazione può pure essere tarato in velocità di esplorazione (millisecondi per grado di rotazione), e pertanto è possibile misurare rapidamente la larghezza degli impulsi usando una alidada di 360° disposta sopra lo schermo dell'oscillografo. Moltiplicando il valore della larghezza degli impulsi (in gradi) per la velocità di esplorazione (in millisecondi) si otterrà la misura precisa della durata degli impulsi in millisecondi.

NOVOTest ②

NUOVA SERIE

TECNICAMENTE MIGLIORATO
PRESTAZIONI MAGGIORATE
PREZZO INVARIATO

B R E V E T T A T O

Classe 1,5 c.c. 2,5 c.a.

FUSIBILE DI PROTEZIONE

GALVANOMETRO A NUCLEO MAGNETICO

21 PORTATE IN PIU' DEL MOD. TS 140

Mod. TS 141 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 71 PORTATE

VOLT C.C.	15 portate:	100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1000 V
VOLT C.A.	11 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	12 portate:	50 µA - 100 µA - 0.5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	11 portate:	1.5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 µF (aliment. rete) da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF da 0 a 5000 µF (aliment. batteria)

Mod. TS 161 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 69 PORTATE

VOLT C.C.	15 portate:	150 mV - 300 mV - 1 V - 1.5 V - 2 V - 3 V - 5 V - 10 V - 30 V - 50 V - 60 V - 100 V - 250 V - 500 V - 1000 V
VOLT C.A.	10 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
AMP. C.C.	13 portate:	25 µA - 50 µA - 100 µA - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0.1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	10 portate:	1,5 V (conden. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 µF (aliment. rete) da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF da 0 a 5000 µF (alim. batteria)

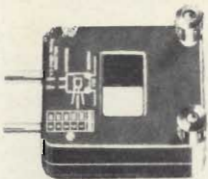
MISURE DI INGOMBRO
mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

scale a 5 colori

ITALY CICM **cassinelli & C**

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.52.41 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORE PER CORRENTE CONTINUA Mod. SH/150 portata 150 A
Mod. SH/30 portata 30 A

CELLULA FOTOELETTRICA
Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX

PUNTALE ALTA TENSIONE
Mod. VC5 portata 25.000 Vc.c.

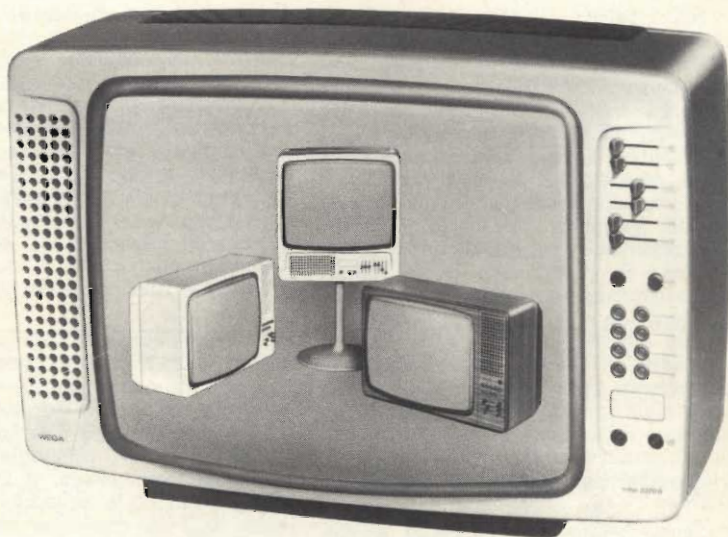
TERMOMETRO A CONTATTO
Mod. T1/N campo di misura da — 25° + 250°

DEPOSITI IN ITALIA:

ANCONA - Carlo Giongo Via Miano, 13
BARI - Biagio Grimaldi Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio Via Zanardi, 2/10
CATANIA - ELETTRO SICULA Via Cadamosto, 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti Via Frà Bartolommeo, 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi Via P. Salvago, 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè C.so Duca degli Abruzzi, 58 bis
PADOVA - Pierluigi Righetti Via Lazzara, 8
PESCARA - GE - COM Via Arrone, 5
ROMA - Dr. Carlo Riccardi Via Amatrice, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

I TV COLOR WEGA

prima parte

Nell'intraprendere questo lavoro non abbiamo voluto di proposito, ritenendolo cosa superflua, trattare né la teoria né i princìpi della TV a colori anche se l'argomento verte essenzialmente sui TVC della Wega.
Al contrario abbiamo ritenuto valido il princìpio di rendere più semplice la descrizione del funzionamento dei vari stadi integrando la teoria alla pratica nei casi che lo richiedevano.

ALIMENTAZIONE GENERALE

Azionando l'interruttore generale, l'audio entra subito in funzione mentre il video appare dopo pochi secondi. Una volta acceso il TV può essere tenuto in posizione distand-by col trasmettitore ad ultrasuoni.

In tale posizione sarà accesa solo la parte che interessa il comando a distanza.

L'assorbimento di corrente è irrisorio per cui l'accensione può essere ininterrotta 24 ore su 24. In tal modo per maggior precisione vengono disinseriti tutti gli stadi escluso l'oscillatore di riga e i tubi digitali il cui riscaldamento viene attenuato da una resistenza in serie.

Di conseguenza anche lo stadio verticale funzionante a 26,5 V prelevati dall'orizzontale e tutte le sezioni alimentate a 24 V collegate quindi al circuito di stabilizzazione non sono in funzione.

IL COMANDO A DISTANZA CON ULTRASUONI

Trasmettitore ad ultrasuoni (UG)

Le prestazioni del trasmettitore ad ultrasuoni sono limitate dal poco spazio disponibile e dall'esigenza di un consumo il più basso possibile. Malgrado ciò il trasmettitore deve dare una certa sicurezza di funzionamento, cioè deve possedere stabilità nelle frequenze di segnali ad ultrasuoni e un ampio raggio d'azione. Il contenitore e la parte elettronica inoltre devono sopportare urti più o meno bruschi senza per questo guastarsi.

Si usa un oscillatore a tre punti LC, che con 7 condensatori collegabili produce in totale 8 frequenze, e cioè:

33,5 kHz per la funzione volume meno

35,0 kHz per la funzione luminosità meno

36,5 kHz per la funzione saturazione del colore meno

38,0 kHz per la funzione volume più

39,5 kHz per la funzione luminosità più

41,0 kHz per la funzione saturazione del colore più

43,5 kHz per la funzione stand-by/funzionamento

44,0 kHz per la funzione variazione di programma

Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore ad ultrasuoni e diagrammi di taratura dei rispettivi punti.

Nel premere un tasto si chiudono 2 contatti: il primo collega di volta in volta il condensatore parallelamente al circuito oscillante, il secondo la tensione della batteria al circuito. Per avere un comando efficiente è importante che i due contatti si chiudano nella sequenza sopra descritta. In caso contrario l'oscillatore funzionerebbe per un tempo breve alla frequenza massima di 44 kHz e provocherebbe così un'involontaria variazione di programma. Se si schiacciano contemporaneamente 2 tasti, il ricevitore non reagisce perché l'oscillatore oscilla alla frequenza data dai 2 condensatori in parallelo a questa che è sicuramente diversa da quella caratteristica riportata sul comando. Per la radiazione si usa una rete di condensatori, il cui rendimento viene aumentato polarizzandola con una tensione negativa di 270 V.

Senza questo provvedimento la tensione alternata dell'oscillatore che è di 220 V_{pp} potrebbe spostare la membrana solo in una direzione; come conseguenza ci sarebbe un raddrizzamento meccanico e si dimezzerebbe il raggio d'azione. La tensione di polarizzazione del microfono a condensatore viene generata per mezzo di C1611, D1600, D1601 e C1612 e portata al microfono attraverso R1601. C1610 impedisce che la tensione di polarizzazione venga cortocircuitata attraverso la bobina di oscillazione. C1610 rientra nella capacità totale del circuito oscillante come pure la capacità attiva dell'altoparlante-condensatore. Il circuito può allora essere progettato in maniera tale, che nel caso diminuisca la tensione della batteria non si verifichi uno spostamento di frequenza ma solo una diminuzione dell'ampiezza del raggio d'azione. Con la tensione della batteria carica si raggiunge un raggio d'azione di 8 m con un assorbimento di corrente di 25 mA.

Il ricevitore ad ultrasuoni

Tutti i collegamenti in cascata, che ricevono l'informazione in ultrasuoni si trovano raggruppati in una piastra separata sotto il selettore di programma. Si tratta di un amplificatore ad entrata comune e 6 circuiti con tiristori a frequenza selettiva per il servomotore dei comandi potenziometrici. Inoltre si generano gli impulsi per il cambiamento di programma e per la condizione di stand-by o funzionamento generale dell'apparecchio.

Come trasformatore elettroacustico si usa lo stesso sistema di condensatori come nel trasmettitore. Per via dell'attenuazione del segnale durante la trasmissione la tensione di polarizzazione può essere di 150 V, comunque minore di quella al trasmettitore. Il transistore d'ingresso T1500 è collegato tramite un filtro RC, allo stadio amplificatore IS-1500 e T1501 che comandano i 2 stadi limitatori separati T1502 e T1503. Ogni qualvolta questi transistori funzionanti ambedue con una tensione di collettore di 4 V, ricevono un impulso, si ottiene entro il raggio d'azione del trasmettitore, una tensione d'uscita costante di 4 V_{pp}. Questo facilita il riconoscimento sicuro dell'informazione per mezzo dei circuiti di selezione a banda stretta che seguono. Il limitatore T1503 controlla il motore. Affinché premendo inavvertitamente un tasto del comando a distanza non venga modificato il suo posizionamento durante la messa a punto del televisore, il T1503 viene interdetto durante questo tempo togliendo la tensione di polarizzazione di base. Lo stadio limitatore T1501 invece è perennemente in funzione perché si possa attivare l'apparecchio con l'ausilio del comando a distanza.

Per capire questa funzione sono necessarie alcune considerazioni sullo stadio Flip-Flop T1564 e H1565, che controlla il funzionamento dell'apparecchio attraverso un relè, modificandone la condizione della posizione di stand-by e quella di funzionamento normale. (La scritta sul tasto corrispondente per il comando a distanza: acceso/spento, se presa alla lettera non è corretta, perché l'apparecchio non è completamente spento).

Il relè di stand-by è collegato al collettore del T1565 (BC237) uno dei due T1564 e T1565 facenti parte del flip-flop attraverso la connessione D_2 sulla piastra E.

Con l'accensione dell'apparecchio a mezzo dell'interruttore si viene a creare una condizione per cui il T1564 conduce mentre il T1565 è interdetto.

In tal modo il relè stand-by 601 non riceve tensione mentre l'alimentazione ad alta tensione è assicurata poiché il contatto di riposo è chiuso.

Azionando il tasto del telecomando acceso/spento si genera, nel collettore del T603 un impulso positivo che attraverso i 2 diodi D1563 e D1564 posti sulla base dei 2 transistori inverte la funzione del flip-flop; il T1564 viene interdetto e T1565 conduce corrente ed eccita così il relè.

Come si vede l'impulso necessario per comandare il flip-flop è generato nei transistori T1560 fino a 63. La funzione di comando a distanza acceso/spento corrisponde ad una frequenza di 43,5 kHz, e il circuito di risonanza del ricevitore è costituito da C1560/L1560.

Allorché si tiene premuto il tasto acceso/spento, il condensatore C1563 si carica attraverso R1567 e poiché il tempo di carica è dell'ordine di 2-3 secondi è sufficiente a creare una condizione di sicurezza nel funzionamento evitando una accensione o uno spegnimento indesiderato dell'apparecchio attraverso il comando a distanza.

Lasciando il tasto del comando a distanza il diodo D1561 permette una veloce scarica di C1563 attraverso la resistenza interna di T1561.

Un tocco breve del comando a distanza quindi non varia il tipo di funzionamento dell'apparecchio, è però sufficiente, per rimettere il selettore del programma nuovamente sul numero 1.

Per ogni azionamento dell'interruttore si ha la progressione crescente del numero di programma. Il segnale che si ottiene di 44 kHz viene filtrato nel ricevitore attraverso il circuito L1590 e C1590 e fa commutare dopo il raddrizzamento il trigger di Schmitt T1590/T1591, Sull'uscita si può prelevare un impulso positivo e inviarlo a R1710, la resistenza d'emettitore comune a tutti i gruppi di cambio programma.

Per il comando a distanza del cursore per volume, luminosità e contrasto di colore si usa un unico motore a corrente continua. Questo trascina nel senso di rotazione desiderato, una cinghia dentata attraverso 3 innesti elettromagnetici, cui sono collegati i corrispondenti cursori.

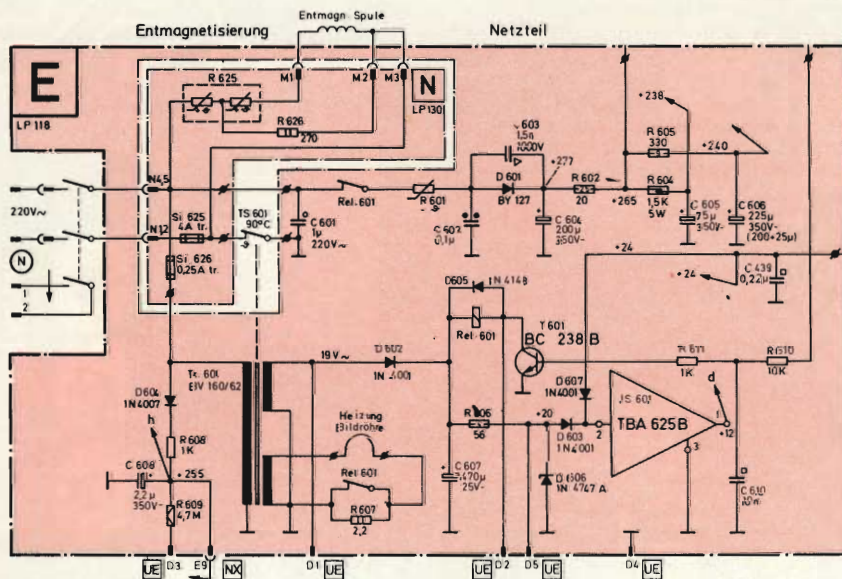



Fig. 2 - Schema elettrico della sezione alimentatrice.

Il sistema di funzionamento è spiegato facendo riferimento alla figura sotto riportata per il regolatore della saturazione dei colori.

Meno saturazione di colore corrisponde a una frequenza di 36,5 kHz, a cui risponde il circuito soppressore C1532/L1531. Le semionde positive dell'oscillazione a 36,5 kHz attivano il tiristore Th1530, reazionato tramite R1536. Tiristore, relè e motore formano una connessione in serie, alimentata da una tensione alternata di 19 V. Siccome il tiristore si attiva solo con tensione anodica positiva, fluisce verso massa attraverso il motore e l'innesto elettromagnetico con una corrente continua positiva, filtrata attraverso C1540. Il motore trascina con senso di rotazione destrorso una trasmissione vite-ruota, la trasmissione del regolatore della saturazione del colore viene trascinata attraverso l'innesto elettromagnetico. Nel caso contrario, più saturazione di colore, si comanda il tiristore Th1531 attraverso C1532/L1531. Siccome questo è polarizzato in senso opposto, la corrente continua negativa ora fluente provoca l' inversione del senso di rotazione del motore.

L'innesto elettromagnetico è una esecuzione a corrente alternata, che risponde indipendentemente dalla direzio-

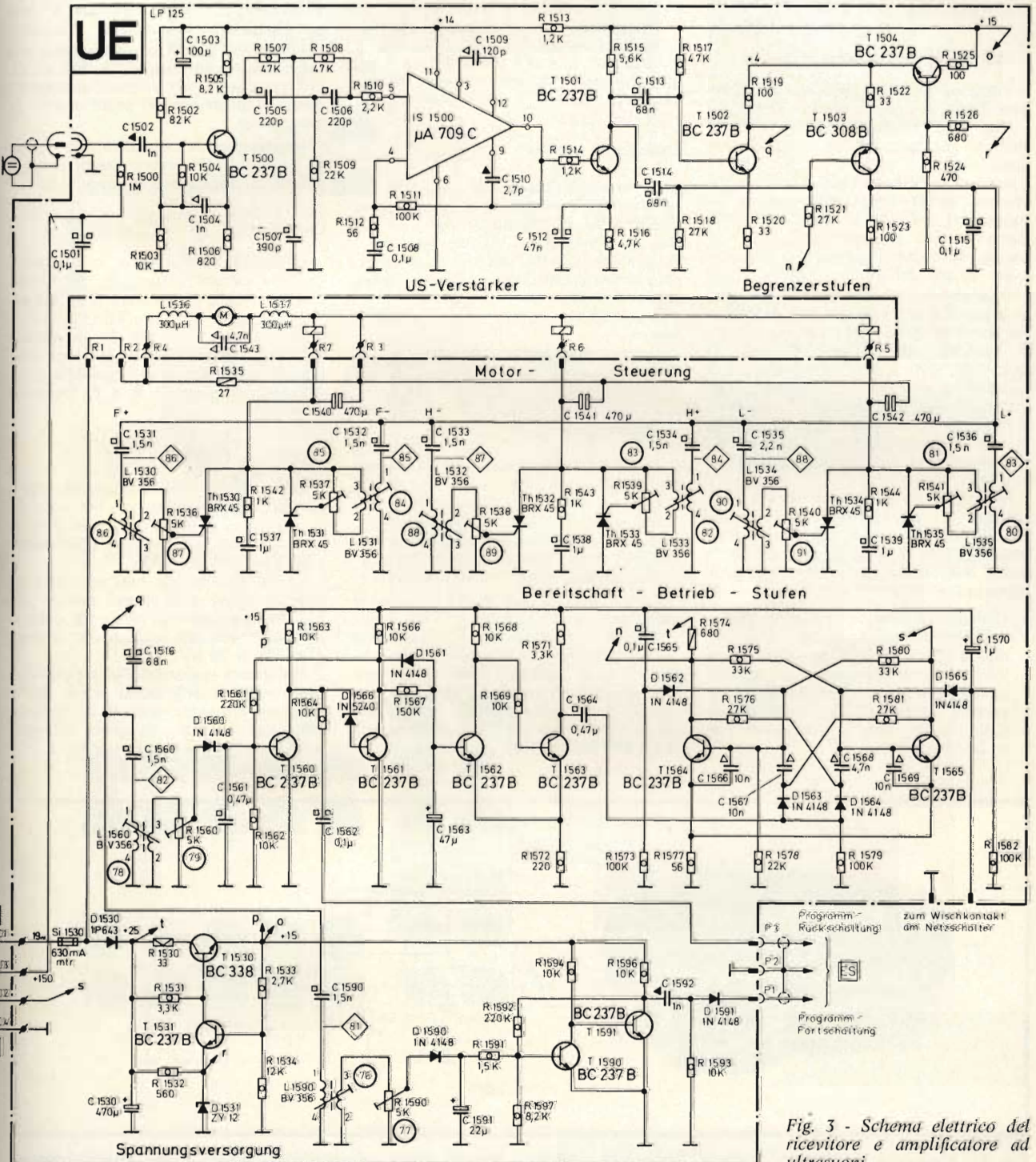



Fig. 3 - Schema elettrico del ricevitore e amplificatore ad ultrasuoni.

ne della corrente. C1540 deve essere naturalmente in direzione bipolare.

R1535 è necessario come shunt per il motore, dato che la sua corrente nominale è inferiore di quella necessaria all'elettromagnete.

Tutta la parte ricevente a ultrasuoni viene alimentata da una tensione alternata di 19 V protetta separatamente. Dopo il raddrizzamento e la stabilizzazione con T1530/T1531 è disponibile una tensione continua di 15 V.

Il circuito è poi costruito in maniera tale che in caso di guasto l'apparecchio può funzionare manualmente.

Stadio finale orizzontale

Vengono usati due tiristori, uno di andata Th402 e uno di ritorno Th401.

Due diodi D409 e D403 sono applicati in parallelo e con polarità opposta.

In caso di disturbi come l'innesco del tiristore Th401 l'apparecchio passa attraverso il relè 601 in stand-by; potrà essere rimesso in funzione il TV premendo di nuovo l'interruttore generale o per mezzo del telecomando.

Tale circuito di sicurezza è costruito in modo che il Th401 in caso di difetto del resistore R401, provoca una caduta di tensione positiva che interessa la base del T601 (BC238), direttamente collegato al relè 601 con il collettore attivandolo. Ma in parallelo al collettore di T601 si trova il collettore del T1565 facente parte del flip-flop. Si crea quindi una inversione del comportamento del flip-flop.

Nel caso in cui l'apparecchio non entrasse in funzione nè con l'interruttore di rete nè con il telecomando ultrasuoni, occorrerà controllare lo stadio finale orizzontale osservando gli oscillogrammi ai punti:

1. Collegare il tiristore di andata Th402, l'oscillogramma al punto di riferimento 20; se l'oscillogramma dopo aver riacceso l'apparecchio raggiunge all'incirca il valore richiesto, occorrerà verificare il tiristore di andata nonché tutte le successive parti di circuito.
2. Nel caso in cui l'apparecchio rimanesse in esercizio stand-by, sarà necessario verificare l'intero circuito di commutazione compreso il tiristore di ritorno Th401.

   Inoltre si dovrà controllare l'oscillogramma 16. Dato che l'oscillatore di riga funziona anche in stand-by, quest'impulso dev'essere sempre presente.
3. Il controllo dello stadio finale orizzontale può essere effettuato anche se si aziona l'apparecchio attraverso un trasformatore isolatore di rete con una ridotta tensione. L'oscillatore orizzontale oscilla già tra 70 e 100 V tensione di rete; anche gli altri impulsi sono presenti, pur con ampiezza ridotta.

Deflessione verticale

La tensione di esercizio di 26,5 V viene ricavata mediante il raddrizzamento dell'impulso di ritorno di riga. Lo stadio di deflessione verticale assorbe 1 A. Qualora questo valore venisse superato notevolmente ad esempio in seguito ad un disturbo, anche il funzionamento dell'orizzontale potrà venire compromesso.

Inoltre l'ampiezza dell'oscillogramma 28 aumenta da circa 2,5 fino a 3 V_{pp}.

Alimentazione

In caso di rottura del fusibile di sicurezza di 4 A occorrerà controllare dapprima il diodo raddrizzatore di alta tensione D601 nonché il successivo elemento di filtro. In caso di difetti il relè stand-by è di solito più rapido del principale dispositivo di sicurezza.

L'oscillatore di riga riceve la tensione stabilizzata di 12 V tramite D602, R606, D603 ed il circuito di stabilizzazione IS601. Non appena lo stadio finale orizzontale è in funzione, IS601 non viene più alimentato tramite questa via, ma tramite D607 e la tensione stabilizzata di 24 V, ottenuta con il raddrizzamento degli impulsi verticali di ritorno.

Tuner, scelta del programma

I tuner per VHF e UHF sono collegati parallelamente sia in entrata che in uscita per cui è impossibile il funzionamento con uno solo dei tuner.

Durante il funzionamento il gruppo interessato riceve l'alimentazione mentre l'altro viene isolato.

Riguardo alla selezione dei programmi ogni tasto pone in funzione due stadi, uno equipaggiato con l'IC560 che provvede a fornire la tensione di 30 V al rispettivo potenziometro di sintonia, l'altro con l'IC570 che alimenta la sezione oscillatrice mescolatrice interessata.

Gli IC560 e 570, si distinguono solo per il fatto che tramite l'IC560 all'atto dell'accensione si ottiene automaticamente l'indicazione dei primi numeri dei programmi.

Importante: in caso di rottura, i gruppi VHF o UHF devono essere sostituiti poiché la riparazione è impossibile.

Croma

L'apparecchio funziona in b/n anche se sono estratti i pannelli del Croma.

Al momento di ricercare il difetto nell'amplificatore di colore TBA510 si deve tener presente che per la regolazione della saturazione del colore viene usata una tensione continua regolabile con i comandi di esercizio K e F (contrasto e colore).

MESSA A PUNTO

Dato che il relè dell'apparecchio è collegato direttamente con un polo della discesa di rete, in ogni caso deve essere usato un trasformatore d'isolamento (800 fino a 1000 VA).

L'alta tensione dei tubi televisivi non deve superare per nessun motivo 27,5 kV. Evitare perciò al momento della regolazione dell'alta tensione di superare il valore di 26 kV.

Per questa ragione dopo le riparazioni negli stadi di deflessione prima dell'accensione bisognerà portare il regolatore HR tutto a sinistra (rispetto al regolatore) e VP in posizione mediana.

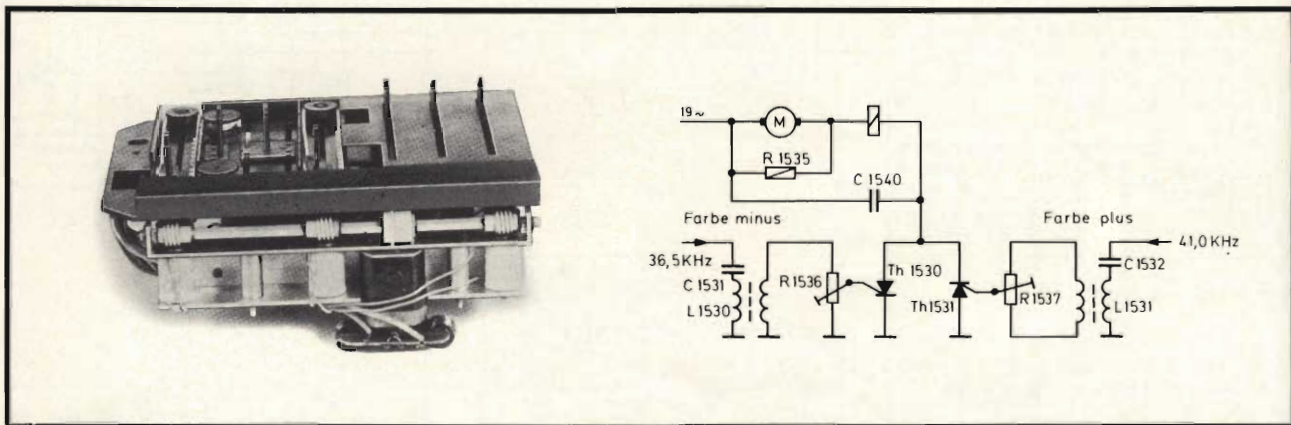



Fig. 4 - Meccanica dei comandi volume, luminosità, contrasto, tonalità colore comprensiva di motore e parti di trascinamento.

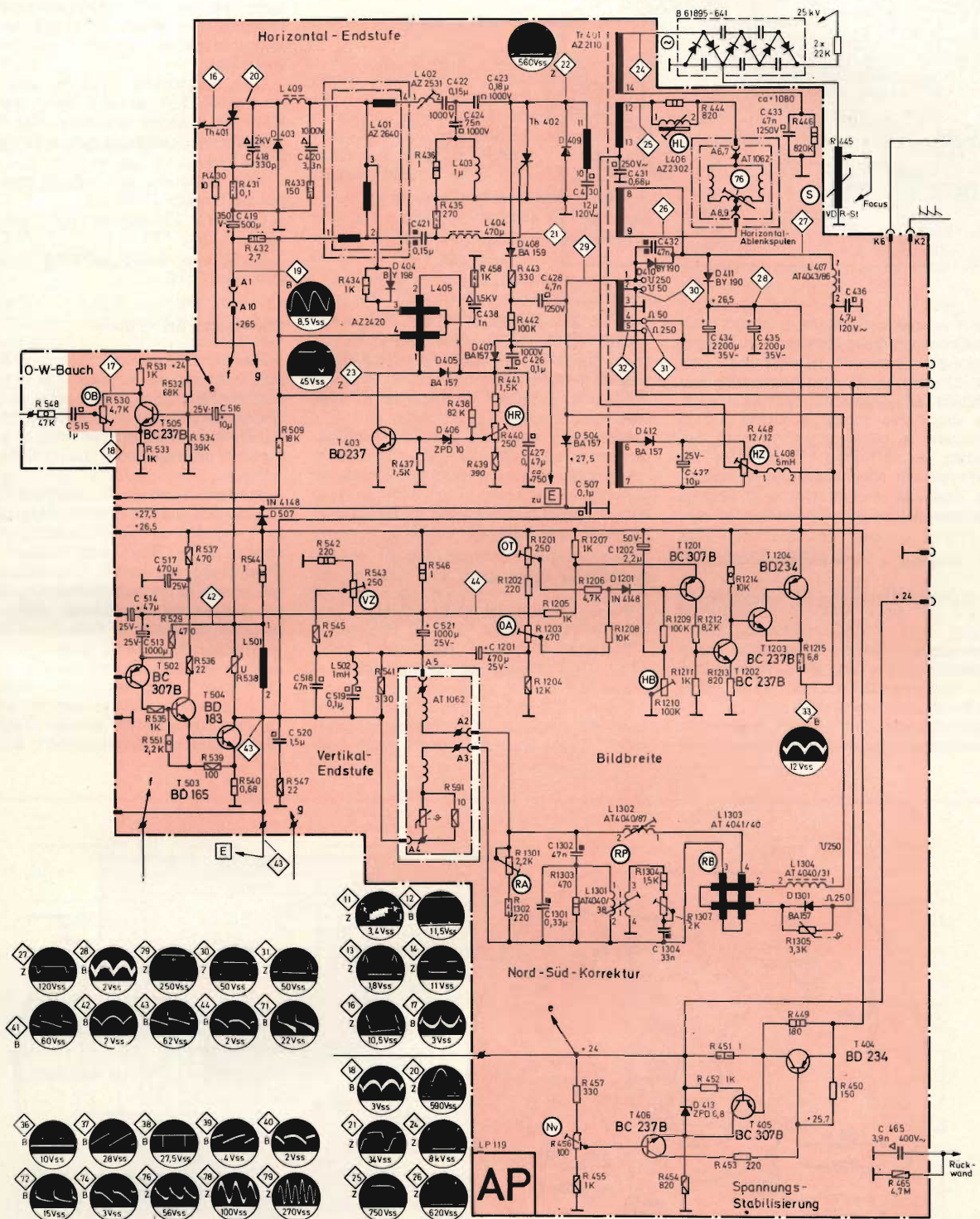



Fig. 5 - Circuito di deflessione orizzontale e parte di quella verticale con rispettive forme d'onda.

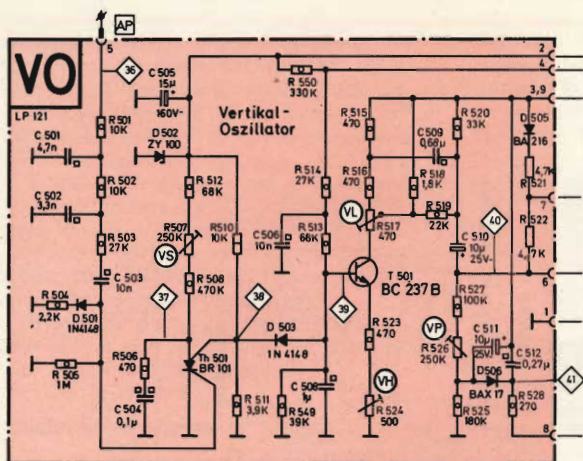



Fig. 6 - Oscillatore verticale.

sibile 1 cm circa del livello di soppressione. Porre il regolatore (VP) completamente a sinistra indi ruotare verso destra fino a far scomparire le righe dell'accartocciamento visibili sul bordo superiore dello schermo. **Importante:** girando ulteriormente verso destra VP si sovraccarica inutilmente lo stadio finale verticale.

Una regolazione migliore viene fatta misurando 1 V ai capi delle resistenze R544 da 1 Ω sul collettore del BD183.

Mettere a punto la linearità verticale con (VL).

Non ritoccare per nessun motivo il potenziometro (VP).

Centrare l'immagine con regolatore (VZ) (Tav. AP).

Mettere a punto l'altezza dell'immagine con (VH).

Tutti i lavori di messa a punto e di allineamento presuppongono un apparecchio già riscaldato in esercizio (minimo 15 minuti di funzionamento con immagine relativamente chiara).

Le successive messe a punto 1-6 si influenzano in parte reciprocamente. Soprattutto per il nuovo allineamento osservare perciò assolutamente la successione indicata ed effettuare dapprima se necessario un preallineamento.

Alta tensione e deflessione orizzontale

Regolare HR (Tav. AP) tutto a sinistra e VP (Tav. VO) in posizione di centro.

Frequenza di riga dopo aver cortocircuitato R411 (Tav. HO) (raccordo 6 TBA 920) regolando (HS) (Tav. HO) mettere a punto su battimento.

Alta tensione con minima luminosità e minimo contrasto deve essere 25 kV max 26 kV. Regolare (HR - Tav. AP).

Con (NV), R456 (Tav. AP), mettere a punto la tensione di uscita dello stadio di stabilizzazione su 24 V.

Mettere a punto la linearità di riga con bobina (HL - Tav. AP).

Mettere a punto la posizione dell'immagine orizzontale con (HZ - Tav. AP).

Correggere la lunghezza dell'immagine con regolatore (HB - Tav. AP). In caso non si riuscisse a regolare perfettamente ritoccare con HR (Tav. AP).

Deflessione verticale

Porre i regolatori (VP), (VH) (Tav. VO) e (VZ) (Tav. AP) al centro.

Mettere a punto regolatore (VS) (Tav. VO), frequenza dell'immagine, al centro del campo di sincronizzazione.

Punto di funzionamento stadio finale verticale: ridurre l'ampiezza verticale (VH) sino a quando sopra e sotto è vi-

Correzione del reticolo

Raddrizzare con regolatore (OB - Tav. AP), convessità est-ovest, la linea media verticale.

Correzione est-ovest della linea esterna verticale mediante la reciproca messa a punto dei regolatori (OA e OT) (Tav. AP).

Mettere a punto la correzione di reticolo nord-sud azionando reciprocamente i regolatori (RA) (ampiezza nord-sud), (RP) (fase nord-sud) e (RB) (convessità nord-sud). Una leggera piegatura delle estremità esterne della linea superiore orizzontale può venire corretta mediante la bobina L1301.

Il regolatore R416 serve per la correzione delle fasi tra l'impulso di ritorno di riga e di sintonia; esso viene messo a punto perfettamente in fabbrica. In caso di sostituzione del TBA920 o di spostamento del regolatore è possibi-

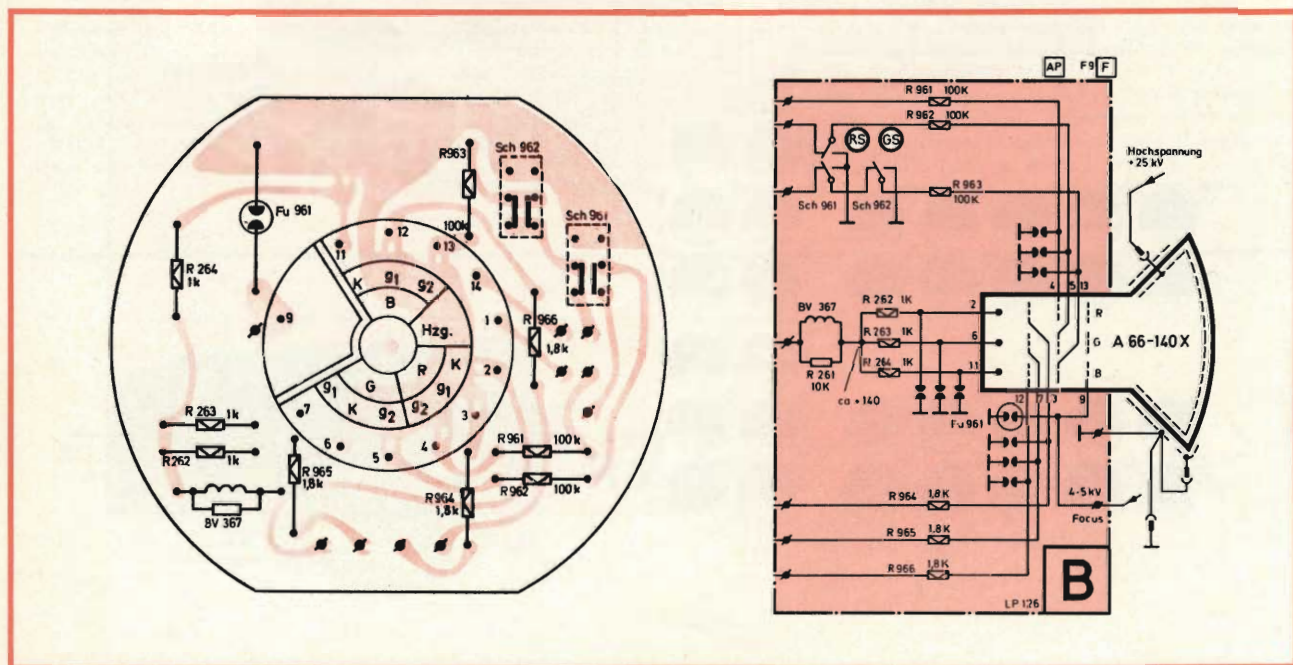



Fig. 7 - Circuito stampato della zoccolatura del tubo con incorporati gli interruttori per rosso e verde.

le effettuare una correzione come segue: L'apparecchio viene azionato mediante una tensione minima in maniera tale che i bordi del reticolo in caso di una luminosità leggermente superiore diventino evidenti. R416 viene quindi allineato in maniera tale che la soppressione di linea si trovi simmetricamente nella trama.

Fuoco

In posizione normale del relè viene corretto il fuoco con il regolatore S (Tav. AP).

Purezza del colore

La purezza del colore si ottiene come segue:

Prima della messa a punto si dovrà smagnetizzare l'apparecchio. Qualora non fosse a disposizione una bobina speciale di smagnetizzazione, si dovrà almeno rendere efficace la smagnetizzazione automatica incorporata. A tale scopo disinnestare l'apparecchio, lasciarlo raffreddare per circa 15 minuti e rimetterlo nuovamente in funzione.

Per la messa a punto predisporre il TV su un canale vuoto, regolare il contrasto al minimo e la luminosità quindi azionare l'interruttore rosso (RS) (Tav. B). In seguito liberare il giogo con le viti ad alette e tirare completamente verso il basso. Regolare i due dischi del magnete per la purezza del colore in maniera tale che venga prodotta una superficie rossa al centro dello schermo. Le altre quattro superfici angolari di altro colore devono avere all'incirca la stessa grandezza.

Avanzare quindi il giogo di nuovo fino a che l'intera superficie dello schermo diventi perfettamente rossa. In seguito controllare la purezza del colore con lo schermo bianco ed eventualmente apportare una minima correzione.

Messa a punto della convergenza

Per la messa a punto della convergenza viene utilizzato un generatore di reticolo. Per gli apparecchi con frequenza di riga regolabile si dovrà controllare l'esatta frequenza richiesta mediante il confronto con la figura di prova di trasmissione.

La condizione necessaria per la messa a punto della convergenza è il controllo del reticolo dell'immagine e della purezza del colore.

Le messe a punto della convergenza vengono opportunamente effettuate in base alla seguente successione: Esiste una dipendenza reciproca dei diversi regolatori di convergenza. Perciò si consiglia in molti casi una correzione successiva dopo la prima messa a punto.

Per il completo allineamento si consiglia la seguente messa a punto preliminare:

Porre i regolatori (51) fino a (60), (62), (63), (64), (68), (70) e (72) su posizione di centro, il regolatore (71) tutto a sinistra. I nuclei delle seguenti bobine di allineamento vengono prefissati in base alla distanza dal bordo superiore delle bobine:

Regolatore (65) su 13 mm,
Regolatore (66) su 14 mm,
Regolatore (67) su 9 mm,
Regolatore (69) su 5 mm.

La spina (75) viene inserita nel quadro.

Convergenza statica

Con il regolatore (51) vengono portate al centro dell'immagine fino a sovrapporre le linee verticali verdi e rosse, mentre il regolatore (52) agisce sulle orizzontali.

Il regolatore (53) fa coincidere nel reticolo giallo al centro dell'immagine le linee orizzontali blu, mentre il regolatore (54) quelle verticali blu.

Convergenza rosso/verde verticale

Il regolatore (58) consente la correzione delle linee rosso/verde nella parte inferiore più bassa.

Con il (59) vengono sovrapposte le linee orizzontali rosso/verde nella parte estrema inferiore. In seguito far convergere con il comando (55) le linee verticali rosso/verde e con il regolatore (56) quelle orizzontali della parte superiore. Una eventuale divergenza delle linee verticali rosso/verde a metà sopra viene eliminata con il regolatore (62) a metà sotto con il regolatore (64).

Convergenza blu verticale

Con il comando (60) le linee orizzontali blu della parte inferiore e in seguito con il (57) le corrispondenti linee sopra vengono fatte coincidere con le linee rosso/verdi.

Convergenza rosso/verde orizzontale

Far convergere con il (65) le linee rosso/verde verticali nella parte destra dello schermo al centro del reticolo, in giallo. Dopo di che convergere con il (72) le linee rosso/verde verticali alla parte sinistra del bordo nel centro del reticolo. In tal caso si dovrà regolare

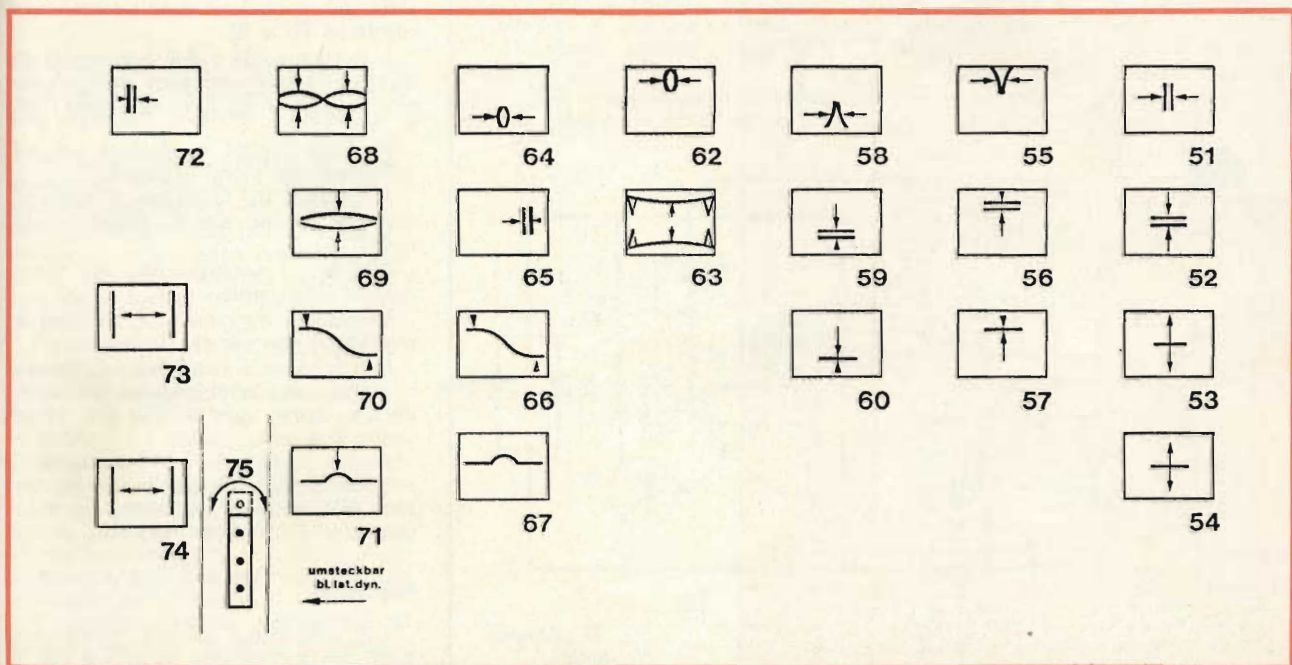



Fig. 8 - Tabella di convergenze. La regolazione va fatta secondo la progressione dei numeri.

il (65). Mediante il regolatore (69) si ottiene un raddrizzamento delle eventuali linee medie rosso/verde orizzontali reciprocamente convesse.

Un eventuale errore a serpentina sulla linea media orizzontale si dovrà eliminare con il (68).

Convergenza blu orizzontale

I regolatori (66) e (70) consentono di raddrizzare la linea media blu convessa e orizzontale mediante un azionamento alternato. La loro regolazione deve essere fatta in maniera tale che la linea media orizzontale blu si trovi al centro di riga 1 mm nella parte inferiore, nei suoi punti più elevati verso l'estremità di riga 1,5 mm nella parte superiore e verso l'inizio di riga 1 mm nella parte superiore della linea verde.

In seguito ruotare (71) tutto a destra; regolare il (67) in maniera tale che al centro di riga la linea media blu orizzontale converga nella parte superiore. Ruotare di nuovo a sinistra (71) finché la linea blu risulti diritta.

Correzione angolare

Con il (63) viene messa a punto per tutti e 4 gli angoli dello schermo contemporaneamente la convergenza per le linee rosso/verde verticali e per le linee blu orizzontali. A seconda della necessità regolare (60) e (57).

Fig. 9 - Schema circuitale del pannello delle convergenze.

Convergenza laterale blu dinamica

All'inizio della messa a punto viene stabilita la natura del difetto dinamico laterale blu.

Deve essere fatta una distinzione fra difetti simmetrici e asimmetrici.

Quelli simmetrici, confrontando i bordi dello schermo sono rivelati dalla presenza del blu rispettivamente a sinistra del reticolo rosso/verde da un lato e a destra sempre del reticolo rosso/verde dall'altro.

Quelli asimmetrici sono rivelati dalla presenza del blu a sinistra o a destra, per entrambi i bordi dello schermo, del reticolo rosso/verde.

La correzione dei difetti simmetrici viene effettuata spostando adeguatamente la spina (75). Perché la regolazione sia veramente efficace il pot. (74) deve essere ruotato tutto a sinistra, il nucleo della bobina (73) deve sporgere di poco. La messa a punto precisa deve sempre essere eseguita con la suddetta bobina. Sono possibili spostamenti dell'ordine di ± 2,5 mm.

Il nucleo deve essere estratto al massimo fino agli aghi di raccordo del corpo bobine. Un'asimmetria residua viene compensata girando l'unità di convergenza e il pot. (74).

Importante

I nuclei delle bobine non devono essere svitati completamente per non provocare una eccessiva perdita di rendimento del circuito.

Regolazione del bianco

In caso normale è sufficiente un allineamento dei regolatori RII, GII e BII. Solo in qualche caso potrà essere necessaria una correzione supplementare dei regolatori GI e BI.

L'accesso a BII e RII è possibile attraverso la parte anteriore dell'apparecchio GI, GII e BI si trovano sulla Tav. E.

Per una rapida regolazione occorre procedere nel modo seguente.

I comandi del contrasto e della luminosità devono essere regolati al minimo.

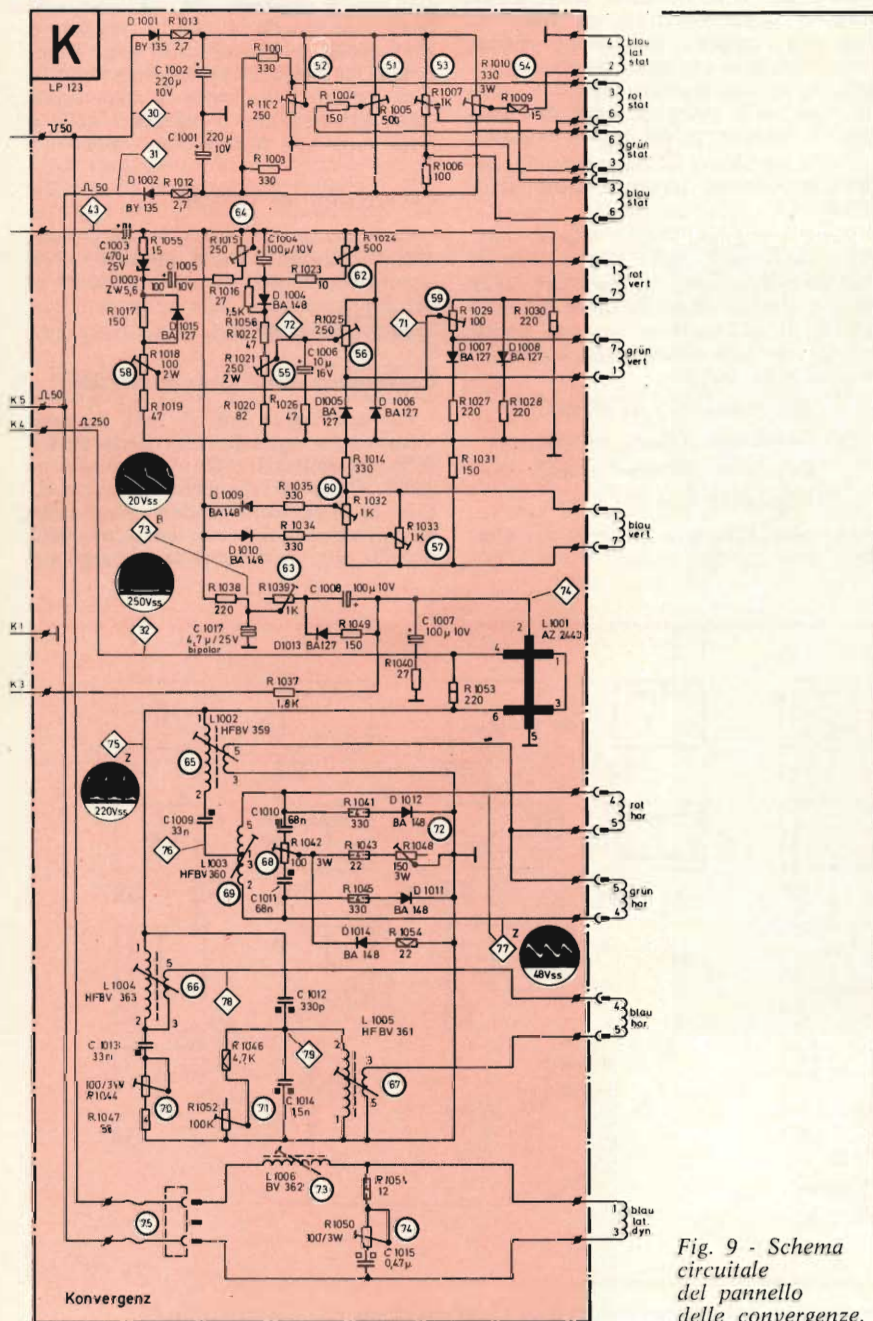
Azzerare i potenziometri del rosso, del blu e del verde.

Aumentare leggermente il contrasto e regolare il rosso finché si intravede.

Indi regolare il verde fino ad ottenere il giallo dalla combinazione rosso/verde. Per ultimo agire sul blu fino ad ottenere il grigio.

A tal punto si avrà l'azzeramento completo della luminosità mentre al massimo di contrasto e luminosità non compariranno le linee di ritraccia.

Importante

Tali operazioni devono essere eseguite con monoscopio in B/N e con il controllo del tono del colore in posizione centrale.

rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica « Rassegna della stampa estera ».
Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.
Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

CONTROLLO ELETTRONICO VARIABILE DEL TERGICRISTALLO

(Da «Practical Wireless» - 4/1974)

Per comprendere l'utilità di questo dispositivo, si può immaginare una situazione che ricorre piuttosto spesso nell'esperienza di chi guida: supponiamo che la vettura venga usata in un giorno di maltempo, per cui è necessario ogni tanto mettere in funzione il tergicristallo.

Può accadere che un solo colpo di «spazzole» sia sufficiente, e che si debba quindi interrompere il funzionamento un istante più tardi. Dopo pochi secondi — tuttavia — è necessario un altro colpo di «spazzole», e l'interruttore deve essere azionato di nuovo.

Ciò può accadere diverse volte successive, e per un lungo periodo di tempo, in modo da costituire una fonte di distrazione e, quel che più conta, un certo fastidio per il pilota.

Il circuito descritto nell'articolo al quale ci riferiamo permette di superare questa difficoltà, nel senso che chi guida può fare affidamento sul dispositivo elettronico di controllo a tempo variabile. Sebbene questo circuito sia stato progettato per l'impiego con i tergicristallo provvisti di un sistema di ritorno automatico alla posizione di riposo, la nota riporta anche un particolare interessante per coloro il cui tergicristallo non dispone di questa caratteristica.

Le sezioni **A** e **B** di **figura 1** rappresentano le due versioni dello schema adatte rispettivamente agli impianti con polo positivo a massa (A) e con polo negativo a massa (B).

Sostanzialmente, come è facile riscontrare, i due circuiti sono identici tra loro: le uniche differenze consistono nei diversi tipi di semiconduttori, che nel primo caso appartengono alla categoria «p-n-p», mentre nel secondo caso appartengono tutti alla categoria «n-p-n». Inoltre, naturalmente, nei due schemi vengono invertite le polarità degli altri semiconduttori, e precisamente dei diodi D1 e D2, nonché quelle dei condensatori elettrolitici C2 e C3.

Tr1 e Tr2 costituiscono un multivibratore che produce impulsi di una lunghezza prestabilita, con un ritmo di ripetizione variabile. Il resistore variabile VR1 permette appunto di regolare questo ritmo tra circa 3 e 30 secondi. Tr3, Tr4 e Tr5 costituiscono invece un amplificatore ad impulsi, le cui caratteristiche sono adatte al pilotaggio del motorino elettrico del tergicristallo.

La lunghezza prestabilita degli impulsi è di circa 0,75 secondi, e rappresenta quindi un intervallo di tempo sufficiente per eccitare il rotore del motore tanto quanto basta affinché l'interruttore interno provochi un'escursione completa delle «spazzole», fino al ritorno alla posizione di riposo.

Il commutatore S1 consiste in un doppio interruttore con posizione centrale che esclude il collegamento del motore. Una delle due sezioni, S1a, serve per applicare il potenziale di 12 V della batteria al circuito elettronico, mentre l'altra sezione, S1b, collega il motore in modo che risulti impiegato come carico per l'amplificatore ad impulsi.

Sostanzialmente, ogni volta che il tergicristallo viene messo in funzione at-

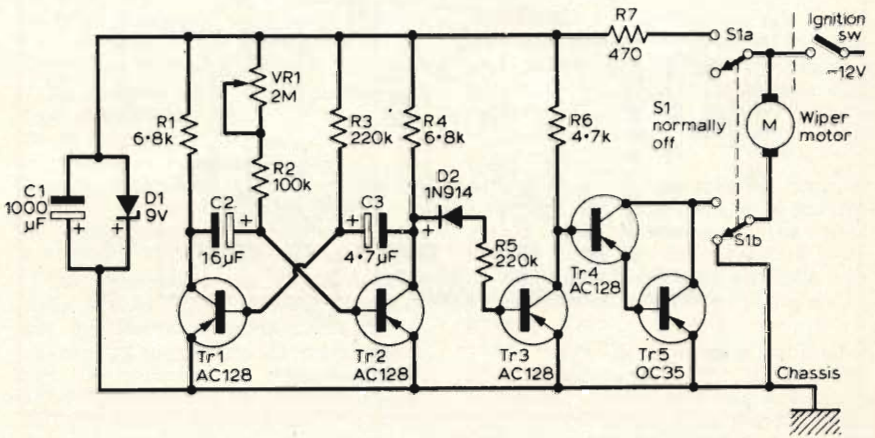



Fig. 1-A - Schema elettrico del dispositivo elettronico col quale è possibile regolare il ritmo di funzionamento del tergicristallo, nella versione del circuito adatta ad un impianto con positivo a massa.

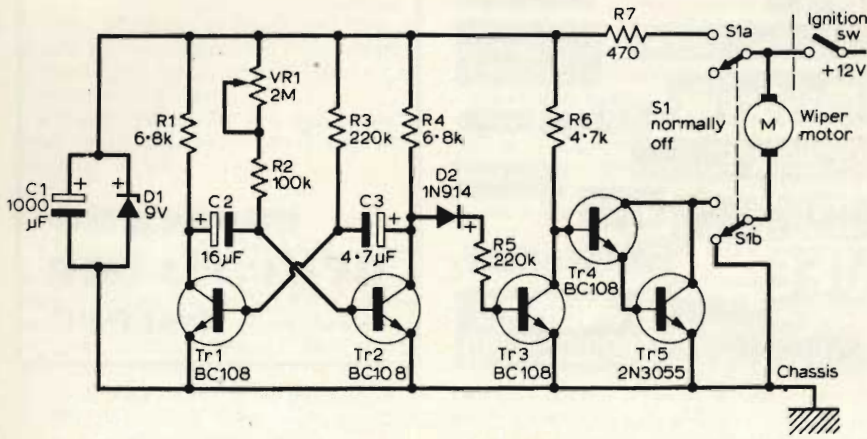



Fig. 1-B - Lo stesso circuito di figura 1-A, ma nella versione di normale impiego quando l'impianto elettrico è del tipo con negativo a massa.

traverso l'apposita leva disponibile sull'albero di comando dello sterzo o altrove (ad esempio sulla plancia, sul cruscotto, ecc.), l'amplificatore ad impulsi viene messo sotto tensione, e produce quindi impulsi che mettono in funzione il motore del tergicristallo, con interruzioni periodiche la cui durata dipende esclusivamente dalla posizione sulla quale viene predisposto il resistore variabile VR1, del valore di 2 MΩ.

E' quindi intuitivo che, se il tergicristallo deve funzionare in continuità a causa di una pioggia intensa e persistente, basterà mettere in funzione il dispositivo apposito, e regolare la manopola di VR1 in modo da ottenere la frequenza desiderata delle escursioni delle «spazzole». Se invece è necessario provocare un'escursione singola dopo ogni intervallo di tempo, che può avere una durata compresa tra alcuni secondi ed alcune diecine di secondi, basterà predisporre la manopola di regolazione di VR1 sulla posizione più indicata, e lasciare quindi che il dispositivo funzioni in modo del tutto automatico.

Regolando opportunamente il valore di R3 e di C3, è possibile attribuire agli impulsi una lunghezza fissa che corrisponde con sufficiente precisione al tempo che le spazzole impiegano per compiere un'escursione completa. Questa caratteristica può essere sfruttata per applicare il dispositivo in quelle vetture che non dispongono del ritorno automatico delle spazzole alla posizione di riposo.

Per chi volesse realizzare questo dispositivo, precisiamo che l'articolo riporta anche un disegno costruttivo dell'involucro, ed una figura che rappresenta la struttura del circuito stampato, chiarendo anche la posizione reciproca dei diversi componenti, rappresentati nelle loro dimensioni reali.

Negli schemi che riportiamo per entrambe le versioni sono precisati anche i valori di tutti i componenti, i tipi dei semiconduttori, ecc.

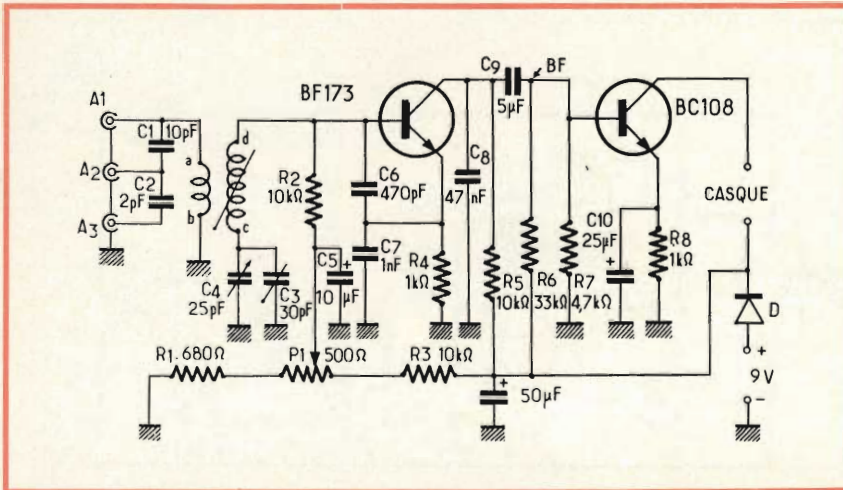



Fig. 2 - Circuito del ricevitore tascabile per onde corte, funzionante con uno stadio rivelatore a reazione, ed uno stadio di amplificazione a bassa frequenza. Il potenziometro P1 serve per regolare la reazione, e controlla quindi sia la sensibilità, sia la potenza di uscita.

RICEVITORI TASCABILI PER VHF AD ONDE CORTE

(Da «Le Haut Parleur» - N. 1446 - 14-3/1974)

La costruzione di ricevitori tascabili adatti alla ricezione dei programmi radiotrasmessi ad onde corte ed in VHF è sempre un'esperienza interessante per chi è alle sue prime armi in fatto di elettronica.

Sebbene oggi esistano in commercio ricevitori del tipo supereterodina, ad un prezzo praticamente accessibile per qualsiasi tasca, si tratta sempre di una realizzazione sperimentale che affascina chiunque, anche sotto il profilo delle gamme ricevibili, che non possono essere sempre ricevute con i normali radioricevitori di tipo tascabile.

Il primo circuito proposto dalla Rivista francese è quello che riproduciamo alla **figura 2**, e che funziona a reazione, e con buona sensibilità.

A seconda della sua lunghezza, l'antenna può essere collegata ai punti A1, A2 oppure A3, a loro volta collegati in modo diverso alla bobina primaria L1 accoppiata induttivamente ad L2. Quest'ultima, sintonizzata in serie da C3 e C4, risuona sulla frequenza di 3,5 MHz.

Questo circuito assomiglia dunque sostanzialmente a quello di un oscillatore Clapp, il cui innesco viene comandato attraverso la polarizzazione di base mediante un potenziometro a comando manuale.

L'intero circuito può essere realizzato su di una basetta a circuiti stampati di cui l'articolo riporta la struttura. Con un condensatore variabile di piccole dimensioni, il montaggio può essere effettuato sulla stessa basetta; se esso presenta invece dimensioni rilevanti, la sua installazione non è possibile sulla basetta, per cui deve essere fissato invece al pannello frontale.

Lo schema al quale ci riferiamo contiene tutti i valori dei componenti, e precisa i tipi dei transistori, di cui il primo è un BF173, mentre il secondo è del tipo BC108.

Seguendo il circuito è molto facile notare che il segnale in arrivo, captato dall'antenna, e disponibile tra le estremità c e d della bobina L2, viene rilevato dal primo stadio, e si presenta poi come segnale a bassa frequenza a valle del condensatore C9, il cui valore è di 5 µF.

Il segnale di bassa frequenza viene in seguito applicato alla base del secondo stadio BC108, nel cui circuito di collettore è presente la cuffia, attraverso la quale è possibile l'ascolto con ottima qualità di riproduzione dei segnali captati attraverso l'antenna.

Il potenziometro P1, del valore di 500 Ω, serve, come già abbiamo visto, per il controllo della reazione, e costituisce quindi il secondo comando disponibile per la messa a punto del ricevitore.

Il secondo schema che riproduciamo alla **figura 3** in **A** consiste in un ricevi-

tore per VHF, funzionante anch'esso a due transistori.

In questo caso, il rivelatore è un transistore ad effetto di campo del tipo TIS24, che può però essere sostituito anche dai tipi TIS88, 2N4416, 2N3819, ed MPF102, con risultati altrettanto soddisfacenti.

La sensibilità dello stadio è tale che il funzionamento può aver luogo anche con un segnale di un solo microvolt; ciò significa che, con uno stesso tipo di antenna, qualsiasi emittente può essere ricevuta con buona intensità, senza troppe difficoltà.

Anche per questo secondo circuito sono forniti i dati costruttivi, sebbene lo schema risulti semplificato a causa della mancanza dello stadio di bassa frequenza, che è identico a quello del circuito precedentemente descritto. Si noterà comunque che il terminale superiore di C6, contrassegnato con la lettera X, è quello che rende disponibile il segnale a frequenza acustica, che dovrà essere applicato — come nel caso precedente — alla base del secondo stadio del tipo BC108.

Il circuito di sintonia presenta caratteristiche tali da coprire la gamma di frequenze compresa tra 120 e 150 MHz. L1 consiste in una sola spira rigida, realizzata con rame smaltato da 5/10 mm e con un diametro di 12 mm, mentre L2 consiste in quattro spire avvolte con lo stesso tipo di conduttore, e sempre su di un diametro di 12 mm.

Entrambe le bobine sono però sprovviste di supporto, nel senso che ne vengono private dopo aver assunto la forma necessaria. Per ancorarle opportunamente, ci si potrà basare sul disegno di figura 3-**B**, nel quale risulta evidente che un'estremità di L2 viene fissata direttamente ad un ancoraggio del condensatore variabile, mentre l'estremità opposta sfrutta come ancoraggio un terminale del condensatore C1.

Per quanto riguarda il filtro CH, si tratta di trenta spire di filo di rame smaltato da 5/10 mm, avvolte in modo che siano strettamente affiancate su di un nucleo di supporto antimagnetico, avente il diametro esterno di 6 mm.

Per quanto riguarda invece i dati costruttivi delle bobine del primo circuito, occorre precisare che L2 consiste in settanta spire di filo di rame smaltato da 2/10 mm, affiancate su di un supporto del diametro di 8 mm. L1, che costituisce il primario, viene avvolta al di sopra di L2, dal lato massa, e consiste in quindici spire del medesimo tipo di conduttore.

All'interno del supporto deve essere presente un nucleo magnetico regolabile, che permette di stabilire meglio e più comodamente le estremità di funzionamento della gamma sulla quale il ricevitore può essere sintonizzato.

Consultando l'articolo originale, oltre ai dati essenziali riportati nella nostra recensione, è possibile ricavare anche altre importanti informazioni costruttive.

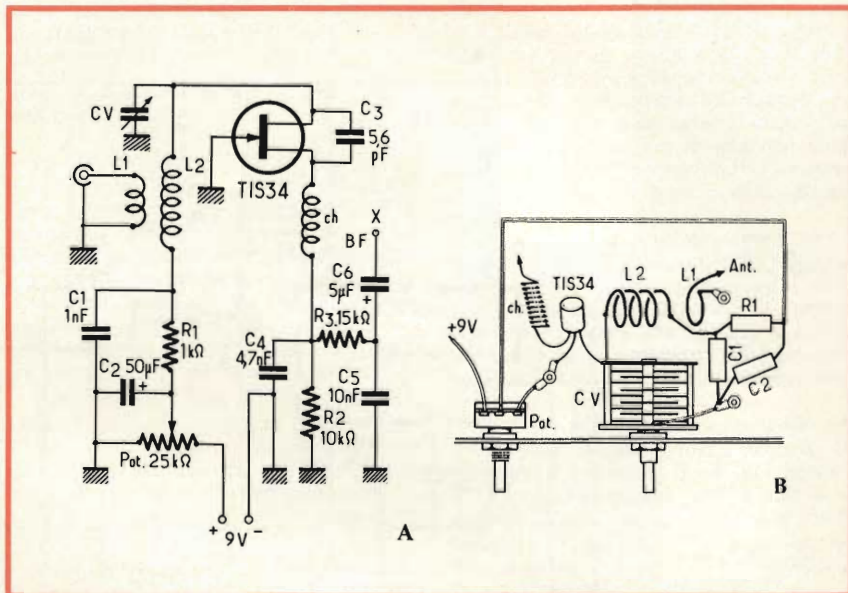



Fig. 3 - «A» rappresenta lo stadio di ingresso del ricevitore per VHF, di cui vengono forniti tutti i dati realizzativi: la sezione di bassa frequenza è stata omessa, in quanto è identica a quella dello schema precedente. In «B» è rappresentato il metodo realizzativo di questo primo stadio, con chiara indicazione alla tecnica di montaggio della bobina di sintonia.

UN SEMPLICE MODULATORE-DEMODULATORE FM PER REGISTRATORE MAGNETICO

(Da «Wireless World» - 3/1974)

Il nastro magnetico, usato come mezzo per la registrazione di segnali, presenta almeno due gravi limitazioni quando si usano i metodi di registrazione diretta. In primo luogo, il responso alla frequenza scende raramente al di sotto dei 50 Hz, ed in secondo luogo si manifestano spesso fenomeni di instabilità di ampiezza, provocati soprattutto da irregolarità della superficie di ossido presente sul nastro.

Per poter elaborare adeguatamente dati di tipo analogico, nei confronti dei quali è opportuno mantenere la componente continua dei segnali da registrare, è necessario aggiungere un certo tipo di modulazione del segnale al procedimento di registrazione.

La maggior parte dei registratori di tipo commerciale sfrutta la modulazione di frequenza, tanto che alcuni di essi riescono a raggiungere responsi compresi praticamente tra la corrente continua ed un massimo di 2 MHz, oltre ad altre prerogative che possono anche non essere assolutamente necessarie.

Ciò premesso, lo strumento descritto dalla Rivista inglese è stato progettato per aggiungere la modulazione di frequenza ad un sistema di registrazione, tale da consentire un responso lineare alla frequenza dalla corrente continua ad 800 Hz, per la registrazione di fenomeni a bassissima frequenza, sfruttando però un registratore di tipo domestico, funzionante inoltre con una velocità di scorrimento del nastro di 9,1 cm/s.

Con questa velocità di scorrimento, il nastro presenta solitamente un responso alla frequenza compreso tra circa 50 Hz e 6,0 kHz.

La frequenza portante è stata scelta in modo da trovarsi approssimativamente al centro della gamma, nel senso che corrisponde a circa 3 kHz, in modo che le variazioni di ampiezza del segnale di uscita non risultino eccessive rispetto alle variazioni di frequenza presumibili da parte del segnale.

Lo schema elettrico del modulatore-demodulatore è quello che illustriamo alla **figura 4,** e fa uso come si può notare, del circuito integrato tipo NE565, ai cui terminali fanno capo circuiti relativamente complessi che elaborano i segnali applicati poi ai due ingressi principali dell'amplificatore operazionale tipo 741.

Una delle caratteristiche più importanti del circuito integrato NE565 consiste nell'elevata linearità e nell'ampia gamma dinamica di funzionamento: queste caratteristiche lo rendono particolarmente attraente proprio nell'impiego come modulatore.

L'oscillatore a controllo di tensione è del tipo a rilassamento, e la sua frequenza di funzionamento viene determinata dal valore della capacità esterna C1, nonché dall'intensità della corrente di carica, che viene controllata attraverso R1.

Allo scopo di limitare la profondità di modulazione al valore di ± 30%, la tensione di controllo non deve superare il valore di 0,9 V da picco a picco. Il guadagno dell'amplificatore in corrente continua può invece variare mediante un'adeguata messa a punto del resistore di reazione R2.

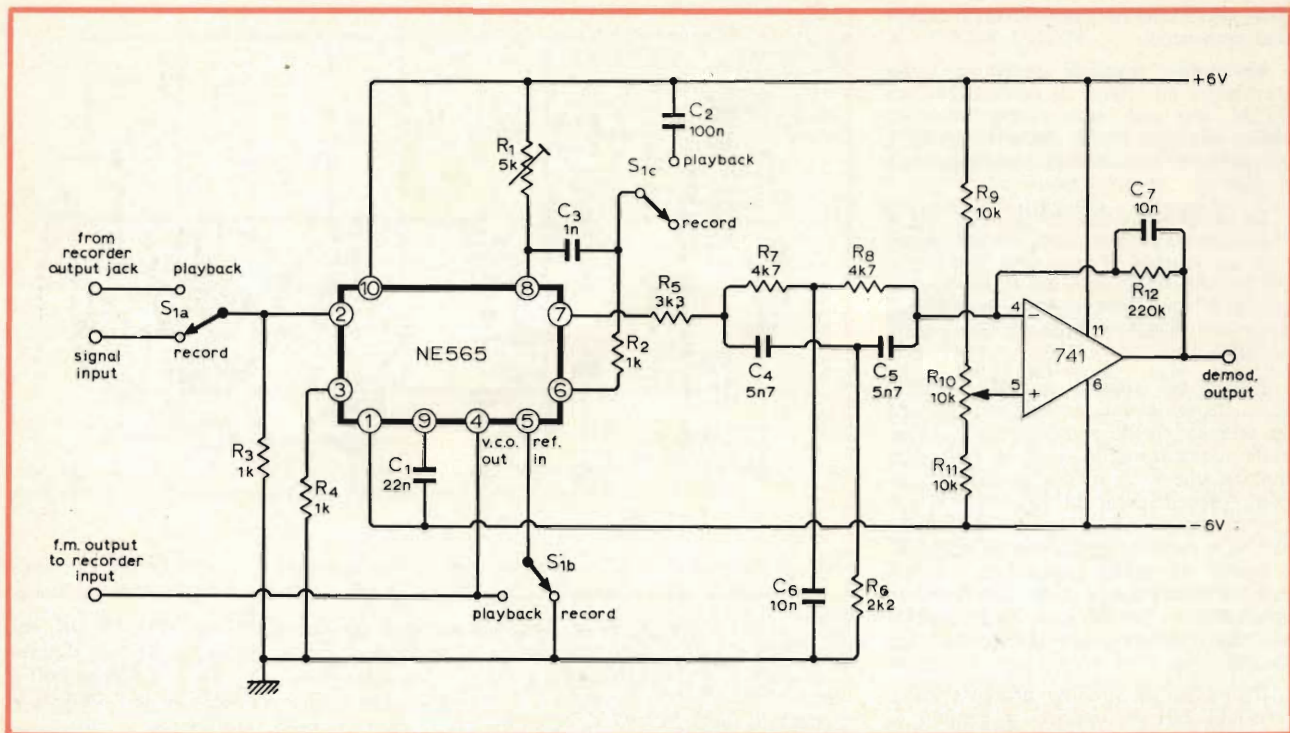



Fig. 4 - Schema elettrico completo del modulatore-demodulatore attraverso il quale è possibile correggere opportunamente le prestazioni di un registratore a nastro, per consentire la registrazione di segnali a frequenza molto bassa, senza compromettere le caratteristiche.

Per quanto riguarda invece il demodulatore, la gamma di cattura, f_c è stata delimitata con molta cura, allo scopo di ottenere un funzionamento il più possibile stabile.

Per eliminare il segnale indesiderato dovuto alla somma delle componenti di frequenza, un filtro bilanciato a «T» è stato incorporato nella sezione di uscita. Questo filtro presenta il massimo rendimento quando viene sintonizzato su di una frequenza pari a due volte f_o.

Questo filtro è seguito a sua volta da un filtro attivo passa-basso, che presenta una frequenza di taglio regolata al valore di 800 Hz.

Dal momento che l'uscita del modulatore è riferita alla linea positiva di alimentazione, esiste sempre un potenziale stabile in corrente continua di circa 0,125 V al di sotto del potenziale massimo. Questa differenza di potenziale può essere neutralizzata mediante il regolatore di livello che è stato appositamente aggiunto al filtro attivo.

L'articolo, sostanzialmente conciso, contiene anche lo schema a blocchi dell'intero dispositivo, ed un grafico che ne rappresenta la tipica curva di responso.

I COMPONENTI DEI CALCOLATORI ELETTRONICI

(Da «Wireless World» - 3/1974)

Negli ultimi due anni, i grandi progressi conseguiti nel campo della tecnologia MOS, nonché della tecnologia LSI e dei dispositivi elettronici allo stato solido, hanno determinato una vera e propria rivoluzione nell'attività di produzione dei moderni elaboratori elettronici; si nota infatti oggi una notevole proliferazione degli strumenti di tipo economico, con vari tipi di prestazioni, e sono inoltre disponibili in commercio diversi «kit» per realizzare apparecchiature di varia natura.

Se da un lato i prezzi dei modelli pronti per il funzionamento e quelli dei suddetti «kit» (scatole di montaggio) è diminuito rapidamente, i prezzi separati dei componenti singoli non denotano lo stesso fenomeno. Questi componenti sono infatti spesso difficili da reperire sul mercato, ed inoltre la loro ricerca risulta problematica, soprattutto quando è indispensabile soddisfare esigenze specifiche.

Uno dei fabbricanti che ha considerato con maggiore serietà questo problema è la General Instrument Microelectronics. Nell'aprile del 1973 — infatti — questa Fabbrica ha enormemente ridotto i prezzi dei dispositivi appartenenti alla serie C500, ed il primo tipo di questa serie, denominato appunto C500 ad otto cifre (si tratta di un circuito integrato) è stato portato al prezzo di circa 13,7 sterline.

Lo schema semplificato di **figura 5** rappresenta le prestazioni tipiche e le caratteristiche di impiego di questo circuito integrato, oltre a metterne in evidenza il metodo classico di collegamento. Racchiuso in una confezione « dual - in - line » di tipo ceramico a ventiquattro terminali, questo dispositivo rappresenta tutto ciò di cui occorre disporre per svolgere le funzioni aritmetiche di un calcolatore a quattro funzioni. Le operazioni aritmetiche vengono svolte in forma algebrica, ed il dispositivo è in grado di funzionare anche con calcoli del tipo a catena.

La possibilità di impiego della «costante» è disponibile in tutte e quattro le funzioni: questa prerogativa permette di immagazzinare un risultato parziale, semplicemente premendo il contatto «K» in qualsiasi istante lo si desideri. Di conseguenza, ad esempio, un qualsiasi risultato può assumere il ruolo di divisore, senza la necessità di ri-impostarlo.

Questo circuito integrato può essere usato anche come semplice contatto del tipo «up-down», impostando il valore 1 come costante, ed azionando quindi gli ingressi contrassegnati con i segni matematici «+» oppure «—».

Un'utile semplificazione consiste nel fatto che il contatto «clear» (C) può svolgere tre diverse funzioni: l'operazione seguita dall'impostazione di un numero cancella le impostazioni precedenti; l'operazione seguita dall'intervento sul tasto di «funzione» cancella invece soltanto il dato precedentemente impostato; in terzo luogo, l'operazione seguita dalla pressione esercitata sul tasto «K» elimina una costante, e permette di svolgere un calcolo a catena nei confronti del quale il valore costante non è più necessario.

Il numero dei terminali del circuito integrato è stato contenuto entro il minimo possibile, in modo da ridurre an-

che la complessità dell'intero dispositivo.

Come è possibile rilevare osservando lo schema che riportiamo, alcuni di essi vengono usati sia per gli ingressi che per le uscite. Inoltre, il circuito integrato produce impulsi stroboscopici in corrispondenza del terminale numero 23, che viene collegato a tutti i contatti della tastiera usata col circuito integrato. Se qualcuno di essi viene chiuso durante la produzione di questo impulso, il dato appropriato viene regolarmente impostato.

L'articolo viene poi concluso con l' affermazione secondo la quale, grazie alla comparsa sul mercato di questo circuito integrato, l'allestimento di un calcolatore di tipo versatile risulta relativamente semplice, ed implica soltanto la disponibilità di un generatore «clock» che funzioni tra 80 e 100 Hz, di diciotto transistori in contenitore plastico del tipo a basso costo, appartenenti alla categoria «n-p-n», e di un totale di ventisette resistori.

UNA NUOVA CAMERA DI RIVERBERAZIONE ELETTRONICA

(Da «Le Haut-Parleur» - N. 1450 - dell'11-4/1974)

La riverberazione è uno degli effetti speciali più frequentemente impiegati nelle esecuzioni di musica moderna. Praticamente, nessuno si permette più di produrre un organo elettronico che non sia munito anche di questo particolare dispositivo, usato anche come elemento aggiuntivo per altri tipi di strumenti elettronici, tra cui la chitarra elettrica, gli amplificatori per voce umana, ecc.

Per ottenere l'effetto della riverberazione è possibile ricorrere a diversi sistemi: tutti consistono però nell'introdurre un certo ritardo per la riproduzione di un segnale, contemporaneamente alla riproduzione diretta e immediata del segnale principale.

I dispositivi elettronici sono prevalentemente costituiti da linee di ritardo, del medesimo tipo impiegato ad esempio nella televisione a colori, per la realizzazione di oscilloscopi e di ordinatori. Tuttavia, sebbene si tratti di sistemi più che adatti all'impiego nei campi citati, le loro caratteristiche funzionali per soddisfare le esigenze musicali diventerebbero proibitive, soprattutto a causa del peso e delle dimensioni.

Questo è il motivo principale per il quale è preferibile in linea di massima un sistema meccanico, nel quale si sfrutta il tempo di propagazione dei segnali riprodotti, lungo una molla in acciaio armonico, avente determinate caratteristiche meccaniche di spessore, diametro, lunghezza, tensione, ecc.

L'elemento usato a questo scopo, come si osserva nello schema elettrico del dispositivo riprodotto in **B** alla **figura 6** è la linea Hammond, denominata 4 F. Questo dispositivo contiene due molle solidali con piccoli magneti in ferrite, alloggiati nei trasferri di un motore e di un captatore.

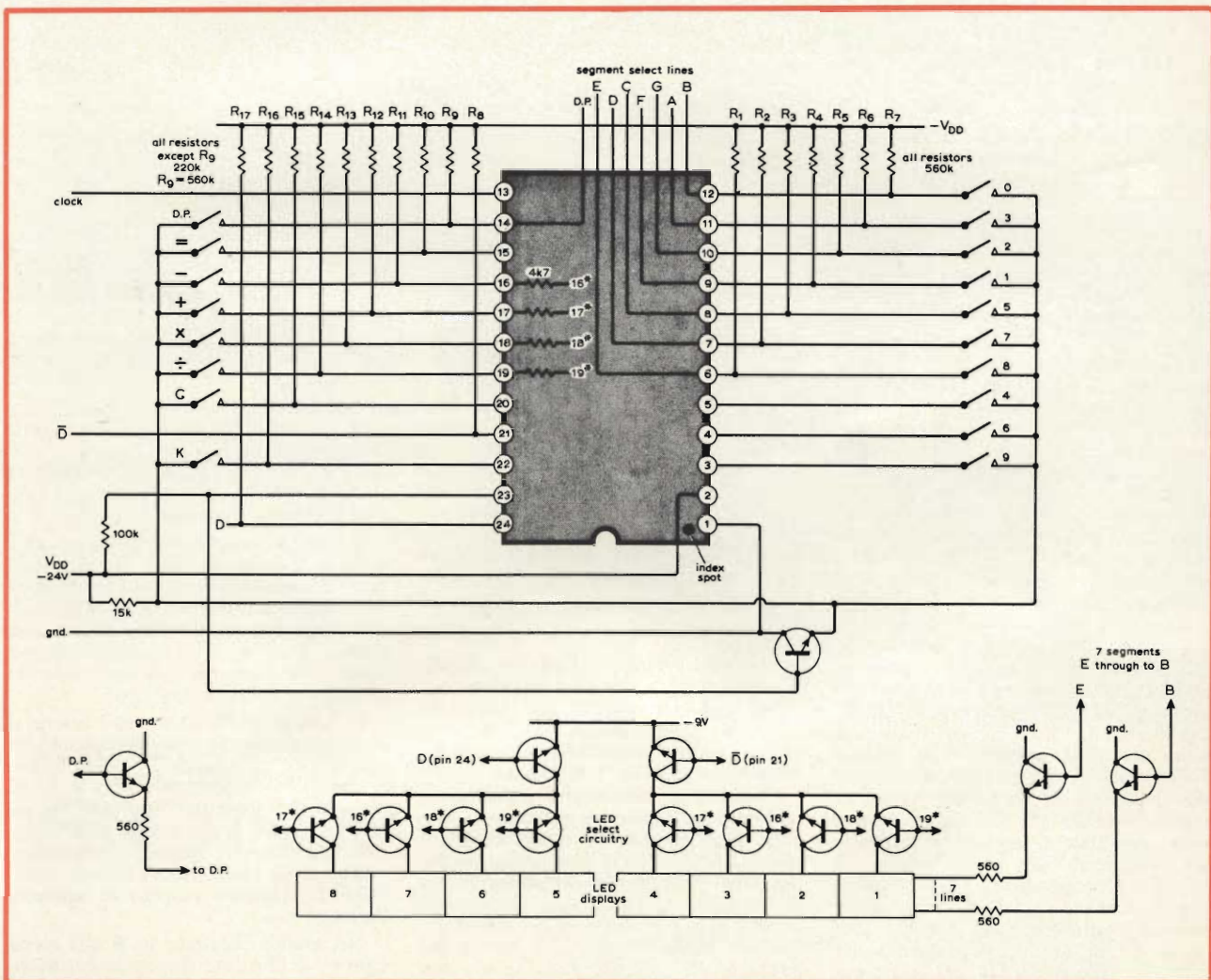



Fig. 5 - Schema semplificato di collegamento e di impiego del circuito integrato tipo C500, con l'aggiunta di otto dispositivi di riproduzione numerica: il circuito integrato è munito — come si nota — di ventiquattro terminali disposti secondo la tecnica «dual-in-line».

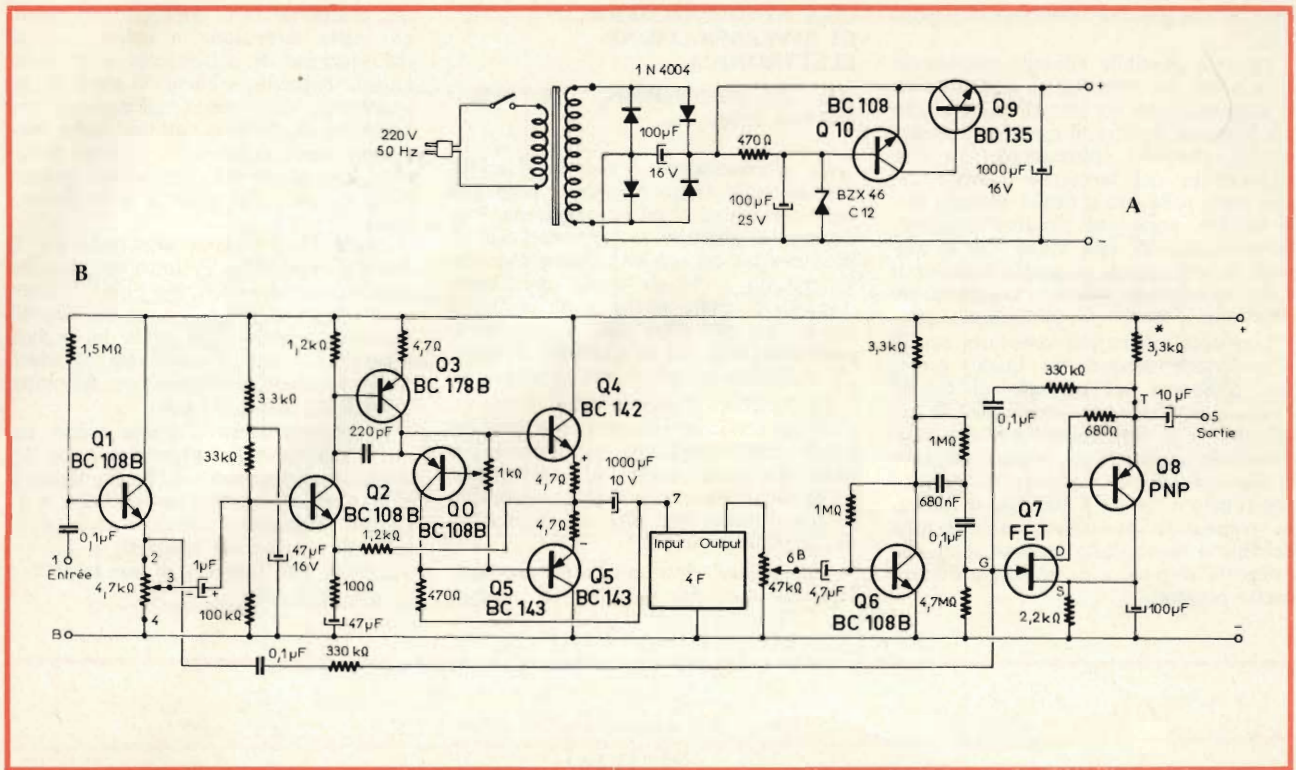



Fig. 6 - Circuito completo della nuova camera di riverberazione artificiale di tipo elettronico, basata sull'impiego della linea di ritardo Hammond denominata 4F. Lo schema vero e proprio è quello contraddistinto dalla lettera «B», mentre la sezione «A» di questa figura illustra il circuito di alimentazione del dispositivo.

Il motore fa ruotare i magneti con un angolo proporzionale all'intensità della corrente che lo percorre. Le molle, a loro volta, trasmettono il movimento che è stato impresso alla loro origine.

In corrispondenza del centro, il passo cambia di direzione, e il raccordo viene effettuato mediante un occhiello che introduce delle riflessioni parassite analoghe a quelle riscontrate nelle volte di una cattedrale. Il segnale, quindi, si riflette da un'estremità all'altra di ciascuna molla, provocando un effetto di eco molto pronunciato, e soprattutto molto simile a quello naturale.

Seguendo lo schema elettrico riprodotto, si nota che il segnale di ingresso viene applicato alla base di Q1, attraverso una capacità del valore di 0,1 μF, nel cui circuito di emettitore è presente un potenziometro che funge da controllo di volume. Il segnale viene quindi amplificato da altri cinque stadi, all'uscita dei quali, attraverso un circuito a simmetria complementare, è disponibile il segnale di uscita che eccita la linea di ritardo 4F: l'uscita di questa linea costituisce il segnale riverberato, che, attraverso un potenziometro di dosaggio, viene applicato ad un secondo amplificatore. Il segnale di uscita viene prelevato attraverso una capacità del valore di 10 μF, e precisamente dal collettore dello stadio Q8, per essere poi riportato all'ingresso dell'amplificatore principale, dove viene aggiunto al segnale diretto per costituire il solo effetto di riverberazione.

La sezione **A** della stessa figura rappresenta il circuito di alimentazione del dispositivo, che fornisce la tensione di alimentazione necessaria, stabilizzata e regolata rispetto sia alle variazioni eventuali della tensione di rete, sia alle variazioni di assorbimento del carico.

L'articolo contiene anche una fotografia che illustra l'apparecchio realizzato visto dal basso, ed un disegno che rappresenta la posizione dei diversi componenti sulla basetta a circuito stampato.

COLLEGAMENTO IN PARALLELO DEI TRANSISTORI DI POTENZA
(Da «Toute l'Electronique» 3/74)

La messa a punto dei circuiti che devono funzionare con elevata potenza di uscita può determinare, per rispettare le specifiche degli stadi finali, il montaggio di diversi transistori in parallelo, funzionanti con un carico comune.

Questo tipo di circuito permette di moltiplicare la potenza commutata. Occorre però considerare che le caratteristiche dei transistori presentano spesso una certa discordanza dei parametri tra un esemplare e l'altro di uno stesso tipo. Ad esempio, nel circuito con emettitore a massa (comune) il fattore del guadagno di corrente varia spesso con un rapporto dell'ordine di 1 : 3.

La differenza delle caratteristiche dei transistori montati direttamente in parallelo (ossia con tutti gli elettrodi dello stesso nome collegati direttamente tra loro) comporta una certa asimmetria del punto di funzionamento. E' perciò assolutamente necessario equalizzare le curve caratteristiche per ciascun transistore, allo scopo di equilibrare l'intero circuito.

Per ottenere un funzionamento regolare in regime permanente, conviene quindi ripartire in modo eguale le correnti di collettore, esaminando con cura le caratteristiche di funzionamento dello stadio globale risultante.

Questo è l'argomento proposto dall'articolo pubblicato dalla Rivista francese: il caso tipico è riferito alla sezione **A** di **figura 7**, che costituisce un esempio di collegamento in parallelo di due transistori; il carico è in questo caso evidentemente comune, e le basi sono direttamente collegate tra loro.

In questa particolare applicazione, i resistori di emettitore contrassegnati R_e permettono di ripartire in modo adatto le correnti di collettore tra T1 e T2. Il numero dei transistori collegati in parallelo non è naturalmente limitato a due sole unità, in quanto il raggruppamento può essere praticamente costituito da qualsiasi numero di semiconduttori.

Nel grafico illustrato in **B** alla stessa figura 7 è illustrato il metodo per determinare nel modo più preciso possibile il valore del resistore di emettitore R_e.

Il potenziale V_{BE} determina valori corrispondenti della corrente di collet-

SONY®

Poche marche sono conosciute in tutto il mondo come sinonimi di qualità superiore: fra queste la SONY. La famosa casa giapponese è soddisfatta di ciò e i possessori di apparecchi SONY ne sono fieri. Sanno di avere apparecchi inimitabili e la stampa tecnica mondiale lo conferma. Un esempio è la combinazione Hi-Fi SONY qui illustrata:

COMBINAZIONE STEREO HI-FI mod. 1130 composta da:

SONY®

1 - **Sintonizzatore ST-5130**
Gamme di ricezione: FM-OM
Sensibilità FM: 1,5 μV (IHF)
Distorsione armonica: 0,3%
Risposta di frequenza:
20 ÷ 15.000 Hz ± 1 dB
Dimensioni: 400 x 149 x 344

1 - **Amplificatore TA-1130**
Potenza di uscita: 2 x 70 W RMS, 230 W musicali
Distorsione armonica: 0,1%
Risposta di frequenza:
10 ÷ 200.000 Hz + 0 — 2 dB
Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a.
Dimensioni: 400 x 149 x 327

1 - **Giradischi PS-2250**
Completo di cartuccia magnetica
Velocità: 45 - 33 1/3 giri/minuto
Trascinamento diretto servo-comandato
Dimensioni: 450 x 175 x 395

2 - **Diffusori SS-7300**
A tre altoparlanti
Potenza continua: 50 W
Risposta di frequenza:
40 ÷ 20.000 Hz
Frequenza di taglio: 600 - 4.500 Hz
Impedenza: 6 Ω
Dimensioni: 390 x 636 x 300

RICHIEDETE I PRODOTTI SONY AI MIGLIORI RIVENDITORI
Cataloghi a **FURMAN S.p.A.** - Via Ferri 6 - 20092 CINISELLO B. (Mi)

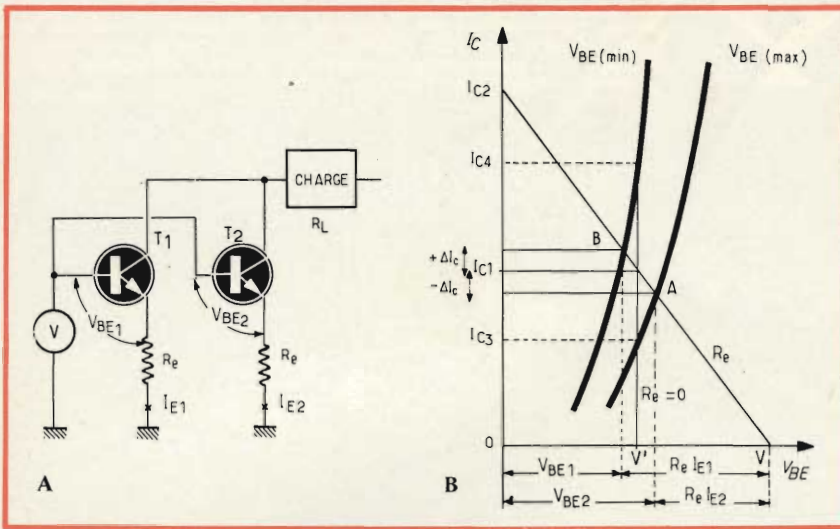



Fig. 7 - In «A» metodo di collegamento di due transistori in parallelo. Il carico è comune ai due semiconduttori, e le basi sono collegate direttamente tra loro. In «B» è illustrato il metodo grafico per determinare il valore ideale del resistore di emettitore.

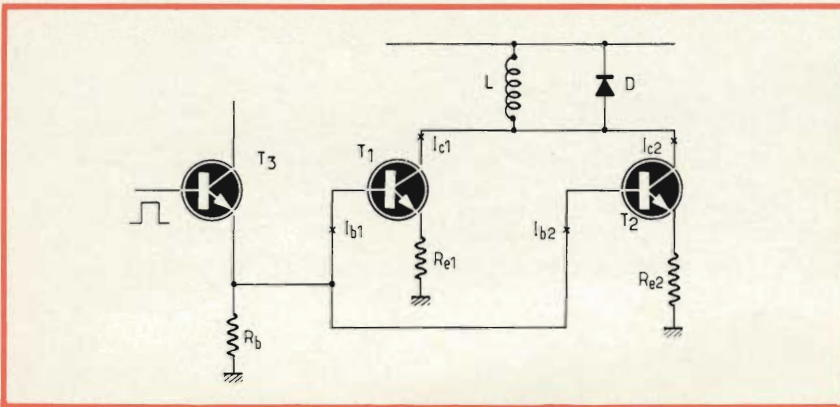



Fig. 8 - Per ridurre adeguatamente il tempo di interdizione, è necessario che l'impedenza del generatore che pilota le basi sia il più possibile di valore basso. Per questo motivo viene spesso usato — come nel caso illustrato — il circuito ad accoppiamento di emettitore.

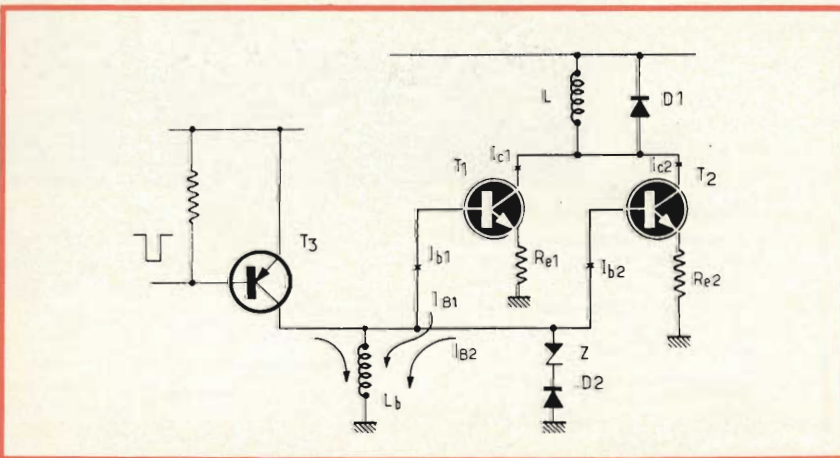



Fig. 9 - L'aggiunta della bobina L_b permette di applicare alle basi una tensione di contro-polarizzazione nell'istante di bloccaggio: ciò migliora considerevolmente il tempo di interdizione dei transistori.

tore. La caduta di tensione dovuta al resistore di emettitore permette di minimizzare lo scarto che ne deriva inevitabilmente.

L'articolo esamina diversi casi possibili, ed è riferito sia all'impiego di un semiconduttore con polarizzazione diretta, sia all'impiego di semiconduttori con polarizzazione inversa, nonché ai transistori funzionanti in circuiti di commutazione.

Un altro paragrafo esamina i fattori che esercitano una certa influenza sul tempo totale di stabilizzazione della corrente: come si intuisce osservando lo schema semplificato di **figura 8,** per ridurre il tempo durante il quale non si ha alcun passaggio della corrente di collettore, è necessario che l'impedenza del generatore che pilota le basi sia il più possibile ridotta. Il circuito con accoppiamento di emettitore viene spesso impiegato per ottenere questo risultato specifico a tutto vantaggio della stabilità e della sicurezza di funzionamento.

Per quanto riguarda infine i fattori che esercitano una certa influenza sul tempo totale di interruzione della corrente, l'articolo si dilunga su alcuni rilevamenti oscilloscopici, che mettono appunto in evidenza tale influenza, chiarendo in quale modo essa può essere fonte di gravi fenomeni di distorsione, e quindi di alterazione della forma d'onda del segnale.

A proposito del circuito di **figura 9**, che costituisce in realtà l'ottava figura dell'articolo, l'aggiunta della bobina L_b permette di applicare alle basi dei semiconduttori una tensione di contropolarizzazione nel momento di bloccaggio, il che migliora considerevolmente il comportamento dei semiconduttori durante l'interruzione della corrente di collettore.

L'argomento citato non viene concluso in questa puntata, per cui rimandiamo il Lettore anche a ciò che sarà affermato in proposito nel numero successivo della Rivista.

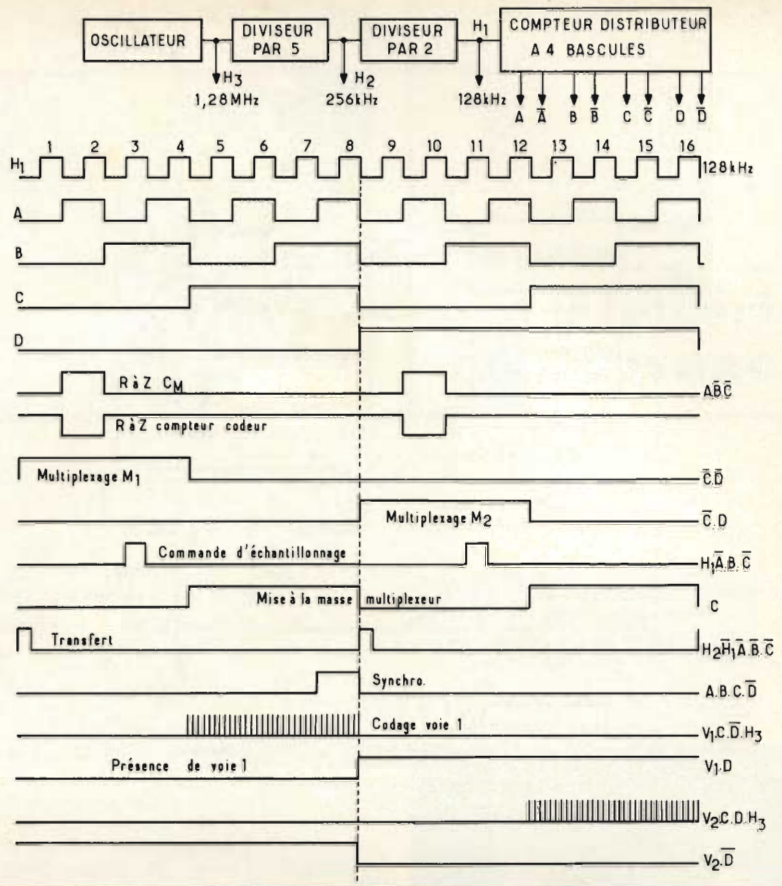
COMPRESSORE DIGITALE PER MODULAZIONE «MULTIPLEX» MEDIANTE IMPULSI CODIFICATI

(Da «Electronique Professionnelle» - 17-1/74)

Nei sistemi analogici di telecomunicazioni, i segnali vengono modulati in modo continuo. Si tratta, per la maggior parte del tempo, di una modulazione di ampiezza, di frequenza o di fase.

I segnali di rumore ed i fenomeni di distorsione apportati da ciascuna maglia della catena si aggiungono secondo una legge quadratica, alternando spesso irrimediabilmente le caratteristiche dei segnali trasmessi.

La non linearità rappresenta un serio ostacolo per il cosiddetto «multiplexaggio», in quanto introduce dei fenomeni

Fig. 10 - Rappresentazione schematica semplificata del funzionamento dell'orologio e del distributore dei segnali di servizio, per il compressore digitale per modulazione «multiplex» mediante impulsi codificati.

di diafonia tra le vie trasmesse sul medesimo canale.

Nei sistemi di trasmissione che sfruttano la modulazione ad impulsi codificati, le configurazioni che possono prendere i segnali sono in numero piuttosto limitato. Se i livelli di rumore e di distorsione non oltrepassano limiti prestabiliti, è possibile quindi ricostruire perfettamente il messaggio.

La modulazione mediante impulsi codificati numericamente resiste al rumore ed alla diafonia in modo soddisfacente, per cui questo procedimento di modulazione finirà presto o tardi con l'imporsi nelle trasmissioni del tipo «multiplex».

Il sistema descritto nell'articolo recensito è riferito ad un «multiplex» a due vie, nel quale ciascuna via è limitata alla larghezza di banda telefonica da 300 a 3.400 Hz, mediante filtri di ingresso di tipo opportuno. I segnali emessi dai filtri vengono in seguito «multiplexati» e «campionati» alla frequenza di 8 kHz.

I campioni vengono forniti mediante una capacità di memoria, prima di essere codificati. La codificazione viene infine effettuata ad opera di un codificatore a rampa, che «valuta» i campioni, ed elabora i cinque momenti del codice, oltre ad un movimento di riferimento.

I momenti emessi dal codificatore sono trasferiti in seguito in un registro di tipo speciale, la cui uscita è collegata al trasmettitore.

Dopo questa premessa riassuntiva, l'articolo precisa che la trasmissione delle due vie «multiplexate» esige dei segnali supplementari di servizio che comprendono:

— Un momento (vale a dire un «bit») di sincronizzazione, che è destinato a sincronizzare l'orologio dell'apparecchiatura di ricezione.
— Due momenti di occupazione della via, che indicano — mediante una spia presente sull'apparecchiatura ricevente — se la via viene utilizzata o meno. Quando una via è occupata, il momento di occupazione corrispondente si trova nello stato «1». Quando invece la via non viene occupata, l'operazione di codificazione non viene effettuata, per cui non viene trasmesso su quella via alcun momento.
— Un momento di segno, che indica la polarità del segnale.

Fig. 11 - Schema semplificato del trasmettitore, facente parte dell'impianto del compressore digitale per modulazione «multiplex» ad impulsi codificati.

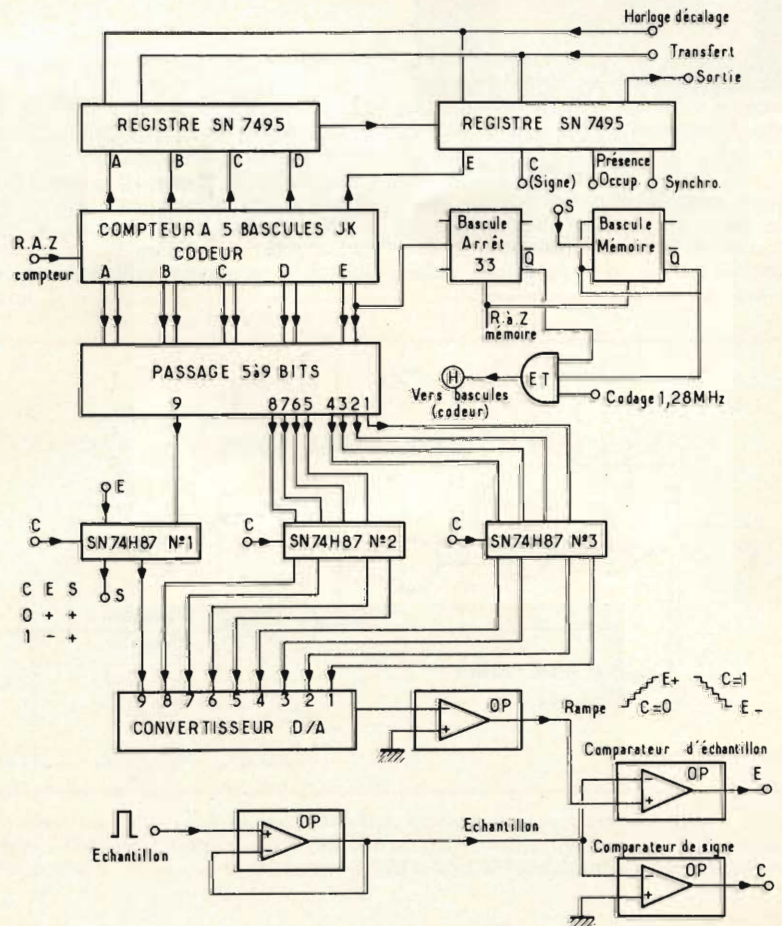
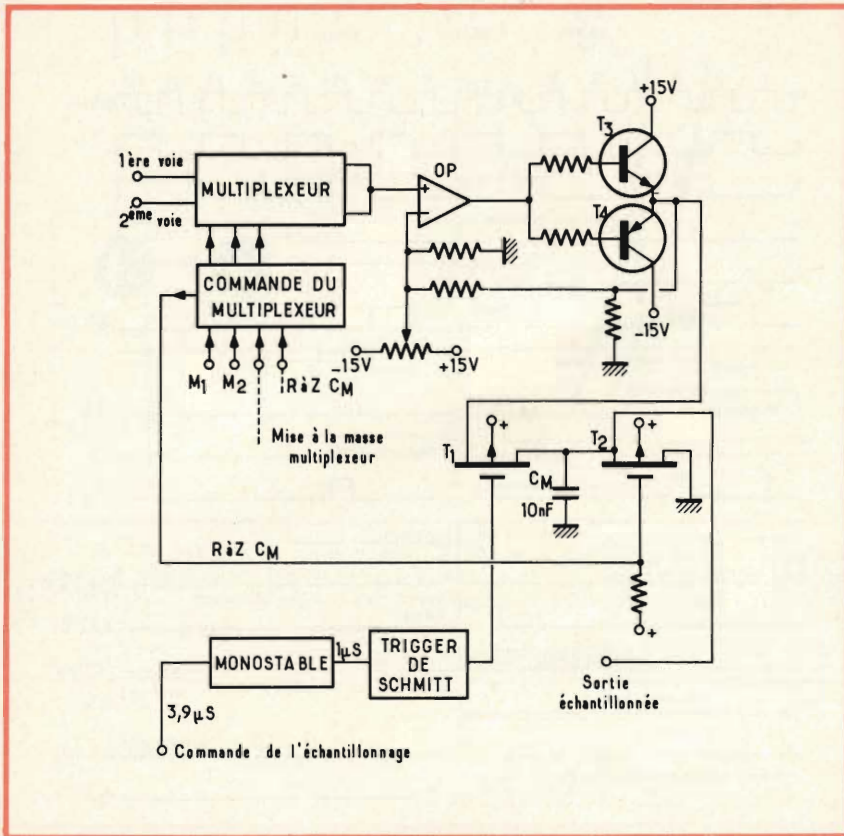
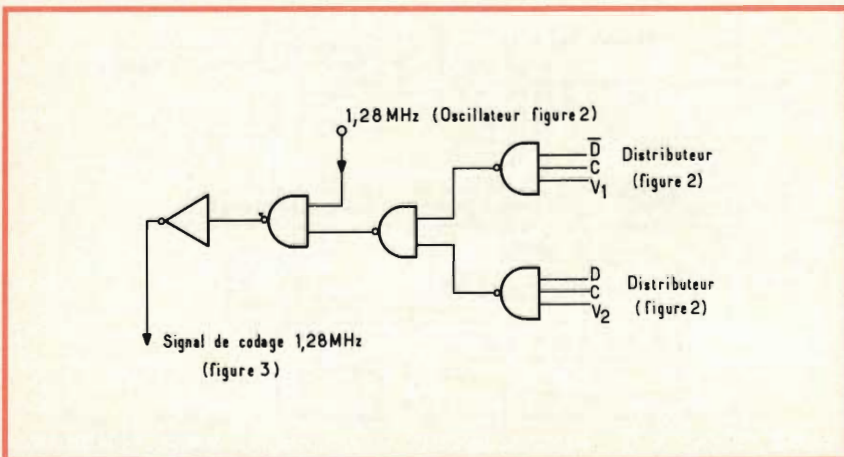



Fig. 12 - Metodo di codificazione delle vie 1 e 2, attraverso il sistema «multiplex» controllato da un apposito dispositivo sincronizzato.

La frequenza di campionamento è di 8 kHz, per cui il numero dei momenti per trama è di 16, e la frequenza dei momenti trasmessi risulta pari a:

F = 16 x 8 = 128 kHz

Dopo aver chiarito per sommi capi quale sia il principio di funzionamento dell'intero sistema, un paragrafo è dedicato all'aspetto del problema della quantificazione: l'argomento viene elaborato in termini matematici, ed è perciò accessibile soltanto a chi ha una certa pratica di termini codificati, e di elaborazione di dati.

Il grafico di **figura 10** rappresenta il principio di funzionamento dell'orologio e del distributore dei segnali di servizio: lo schema di **figura 11** — invece — illustra il contatore-codificatore a cinque multivibratori JK, i cui ingressi sono collegati all'uscita (H) della porta AND, che riceve il segnale di codificazione «1» a 28 MHz.

Il contatore si arresta nell'istante in cui il punto S del multivibratore di memoria passa dallo stato «1» allo stato «0», vale a dire nell'istante in cui la tensione di uscita del convertitore oltrepassa il valore della tensione di campionamento.

Per ottenere l'arresto del contatore, un primo comparatore riceve la tensione del campione e la tensione del convertitore. A seconda che il campione presenti una polarità positiva o negativa, il funzionamento di questo comparatore si inverte.

Allo scopo di ottenere in corrispondenza del punto S lo stato «1» durante il conteggio, e lo stato «0» una volta che la codificazione sia terminata, un secondo comparatore fornisce il segno del campione da trasmettere.

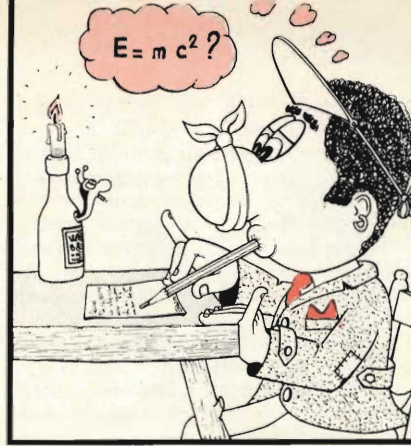
L'uscita C di questo comparatore di polarità comanda tre circuiti SN-74H87, che hanno la proprietà di contrassegnare all'uscita il numero binario di ingresso, complementare o meno, a seconda che l'uscita C sia al livello «0» oppure «1».

Il sistema di codificazione delle vie 1 e 2 è quello rappresentato schematicamente nel disegno di **figura 12.** Le suddette vie vengono applicate direttamente ad un dispositivo «multiplex», pilotato attraverso un apposito sistema di comando sincronizzato. L'uscita del sistema «multiplex» fa capo all'ingresso positivo di un amplificatore operazionale, che — attraverso uno stadio realizzato con componenti di tipo discreto — rende disponibili i segnali che pilotano il circuito monostabile attraverso una unità del tipo «trigger» di Schmitt. L'uscita del dispositivo monostabile fornisce i segnali di comando del sistema di campionamento, mentre, attraverso l'unità realizzata con componenti discreti, si ottiene l'uscita campionata.

Lo schema a blocchi di **figura 13** — infine — rappresenta l'unità «multiplex» in dettaglio, e mette in evidenza quale sia il punto nel quale viene iniettato il segnale proveniente dall'oscillatore, alla frequenza di 1,28 MHz, e quale sia invece il punto nel quale viene reso disponibile il segnale di codificazione avente la frequenza appropriata.

Il procedimento di «multiplexaggio» impiegato è naturalmente molto più complesso di quello di un sistema di trasmissione mediante correnti portanti, sebbene esso tenda ciò nonostante ad imporsi, dal momento che lo sviluppo dei transistori e dei circuiti integrati anche di tipo complesso non è più strettamente connesso con l'inconveniente della fragilità.

Tenendo conto dell'assenza dei fenomeni di diafonia e del minimo rumore di quantificazione, la modulazione ad impulsi codificati mediante «multiplexaggio» risponde quindi particolarmente bene alle estensioni dei fasci nelle reti urbane.

Fig. 13 - Rappresentazione schematica dell'unità «multiplex», che funziona con un segnale di ingresso proveniente dall'oscillatore, e che rende disponibili i segnali di codificazione alla frequenza di 1,28 MHz.

i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. GALLIANO G. - Venezia
Alimentatore stabilizzato 5 - 20 Vc.c. 1 A

Per il suo piccolo laboratorio le consiglio di costruire l'alimentatore stabilizzato della AMTRON UK 435/C il quale è per l'appunto in grado di fornire una tensione stabilizzata compresa fra 0 ÷ ÷ 20 Vc.c. - 1 A.

Tale alimentatore, che ha le caratteristiche da Lei richieste, ed il cui schema elettrico visibile in figura 1 è munito di strumento indicatore dell'uscita in volt ed in ampère.

La scatola di montaggio è reperibile presso l'organizzazione di vendita della GBC Italiana.

Sig. G. BARBIERI - Milano
Termografia a raggi infrarossi

Esistono effettivamente in commercio degli apparecchi che permettono di stabilire istantaneamente i punti caldi ed i punti freddi di un edificio, di una parete, di un soffitto o di un pavimento, essenzialmente costituiti da una camera sensibile ai raggi infrarossi.

Una camera di tal genere, di tipo portatile, viene attualmente fabbricata in

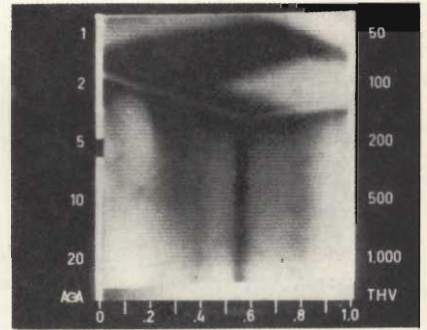



Fig. 2 - Termogramma, ottenuto mediante una camera a raggi infrarossi AGA, di un soffitto. Si vede chiaramente che una parte di esso non è sufficientemente isolata.

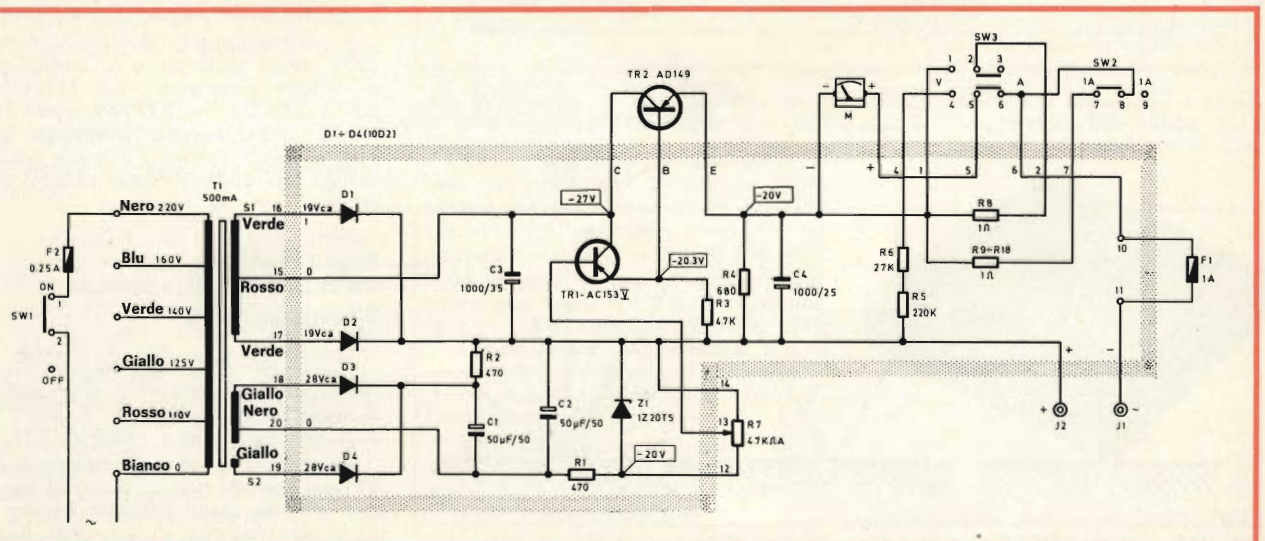



Fig. 1 - Alimentatore stabilizzato AMTRON in grado di fornire una tensione stabilizzata compresa fra 0 ÷ 20 V, 1 A.

Fig. 3 - Camera a raggi infrarossi, della AGA di tipo portatile, modello Thermovision 750 che consente di controllare rapidamente l'isolamento termico di un edificio.

Francia dalla AGA ma ignoro se essa sia reperibile anche in Italia.

La figura 2 mostra la parte di soffitto che non è stata sufficientemente isolata: sono visibili le immagini termiche che ovviamente sfuggono all'occhio umano.

Questo tipo di camera permette di esaminare dei fenomeni dinamici con una velocità di esplorazione pari a quella della televisione.

La figura 3 mostra una camera della AGA, la THERMOVISION 750, di tipo portatile, alimentata a batteria, particolarmente indicata per eseguire controlli termici negli edifici.

Sig. G. MARINELLI - Roma

Gabbia di Faraday

a) *Quando si desidera fare degli esperimenti con dei radioricevitori od anche con dei registratori, in modo da accertare che non possano essere soggetti a campi elettromagnetici esterni interferenti, occorre racchiuderli, insieme a chi conduce l'esperimento, in una* «gabbia di Faraday» *detta anche «camera schermata». Le camere blindate.... sono usate dalle banche e dai servizi segreti per ben altri scopi!*

Nella gabbia di Faraday, alla schermatura continua dello schermo si sostituisce un reticolo a maglie non troppo larghe, approfittando del fatto che il campo elettromagnetico che si sviluppa attorno ai singoli conduttori del reticolo presenta ovunque, nel piano di questo, gradienti tali da deflettere completamente le linee di forza di qualsiasi altro campo magnetico estraneo.

La ampiezza delle maglie, cioè la distanza minima dei conduttori dipende dal volume racchiuso e dal campo massimo trasversale da deflettere.

b) *Un normale registratore a casetta (e non un radioregistratore) ovviamente non può ricevere delle emissioni ad alta frequenza (ad esempio emissioni di radiodiffusione) essendo tutti i suoi circuiti adatti a selezionare soltanto delle frequenze acustiche.*

Eventuali interferenze che si notano in una registrazione sono dovute in genere ad un difetto di cancellazione per cui l'incisione precedente non è stata annullata totalmente.

Fig. 4 - Condizioni geometriche nell'uso di un catadiottro. P = sorgente di luce, O = occhio dell'osservatore, C = catadiottro, α = angolo di divergenza, β = angolo di incidenza.

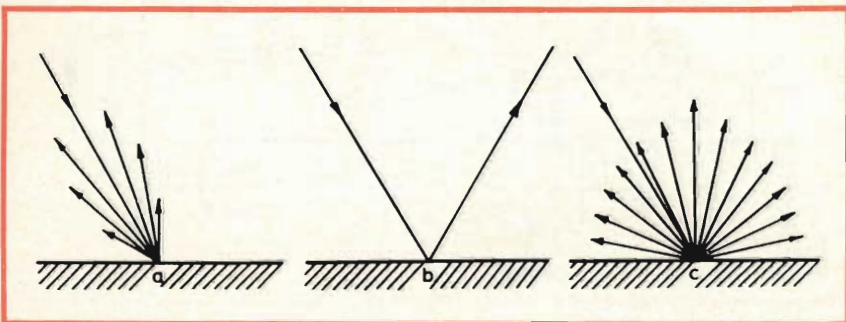



Fig. 5 - a = caratteristica di riflessione di un catadiottro, b = riflessione da uno specchio, c = diffusore uniforme.

Sig. COSTA G. - Genova

Dispositivi catadiottrici

I dispositivi catadiottrici, detti anche catadiottro, non hanno nulla a che vedere con le onde em. Essi, infatti, comprendono una o più ottiche catadiottriche, cioè elementi ottici che realizzano la riflessione catadiottrica che è caratterizzata da un rinvio della radiazione nelle direzioni vicine a quella da cui proviene, e questa proprietà è conservata anche per variazioni importanti della direzione della radiazione incidente (figura 4).

La figura 5a si riferisce al comportamento di un catadiottro nei confronti di uno specchio, figura 5b e di un diffusore uniforme figura 5c.

Questi dispositivi sono molto utili per la sicurezza del traffico automobilistico.

Trattandosi di un argomento che esula dalla nostra competenza Le consigliamo di leggere l'opuscolo «LA FOTOMETRIA DEI CATADIOTTRI» della dott. Maria ARTOM nota ricercatrice dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Galilei, dal quale abbiamo estratto questa nota.

Sigg. TOMASI - TAGLIAFERRI G. - Savona

Pubblicazioni varie

L'indirizzo della casa editrice di numerosi libri di elettronica elementare è il seguente: HOWARD W. SAMS 9 C°, Indianapolis, Indiana 46206 (USA).

Rispondo con notevole ritardo al sig. Tomasi (se ben ricordo il nome) perchè non mi era stato possibile trovare in Italia la citazione di un libro adatto alla sua tesi di laurea che prendesse in considerazione, con serietà, l'argomento

delle telecomunicazioni dal punto di vista economico. In questi giorni ho avuto occasione di leggere un'opera di tal genere in lingua francese dovuta alla collaborazione di esperti di economia ed in telecomunicazioni che posso definire senz'altro ottima.

Non ritenendo opportuno, per varie ragioni, pubblicare il nome dell'editore in questa rubrica prego il signor Tomasi di farmi avere il suo indirizzo preciso per inviarglielo privatamente.

I volumi del Montu «RADIOTECNICA» sono stati redatti con la massima cura e competenza pertanto ne consiglio l'acquisto al signor Tagliaferri. Tenga presente che il primo ed il terzo volume sono in corso di ristampa per aggiornamento.

Fig. 7 - Forme del nucleo di un trasformatore. 1 = trasformatore a nucleo. 2 = trasformatore a nucleo esterno (corazzato). 3 e 4 = culatta.

Sig. CUCCHI D. - Livorno

Trasformatori elettrici

Un buon libro che tratta tanto i trasformatori elettrici quanto gli amplificatori magnetici è quello del Pierazzuoli TRASFORMATORI, REATTORI, AMPLIFICATORI MAGNETICI e STABILIZZATORI, edito dalla Casa Editrice Hoepli.

La figura 6 si riferisce alla disposizione dei lamierini di un nucleo che può essere interlacciata o unilaterale. La figura 7 mostra due differenti tipi di disposizione del nucleo e la figura 8 alcuni modi di montaggio delle bobine di un trasformatore.

Fig. 8 - Tipi di avvolgimento per trasformatore. 1 = nucleo, 2 = avvolgimento primario, 3 = avvolgimento secondario.

Fig. 6 - Disposizione dei lamierini di un trasformatore. 1 = sovrapposizione interlacciata. 2 = sovrapposizione laterale.

Sig. AIACE D. - Taranto

Oscillatore a quarzo per frequenze standard

Per amplificazioni su apparecchiature industriali e come generatore di base tempo per sistemi digitali è consigliabile l'impiego di un oscillatore a quarzo di elevata stabilità come ad esempio il modello B1338 della Oscilloquartz. Questo oscillatore viene fornito come campione sulla frequenza a 10 MHz ma può essere anche previsto un divisore incorporato che permette di ottenere le frequenze di 2,5 MHz e di 5 MHz. La stabilità di frequenza è maggiore di 2 x 10^{-8}/anno, nel campo delle temperature comprese fra 0 °C e 70 °C. I limiti massimi di temperatura sono compresi fra −40 °C e +105 °C. La tensione di alimentazione richiesta è di 5 V ± 5% con una potenza assorbita di 220 mW.

Le dimensioni sono di 40 x 40 x 8,7 mm, (figura 9).

Ulteriori informazioni al riguardo possono essere richieste alla Tecnocontrol di Milano.

Sig. BIANCHINI G. - Roma

Codici per telecomunicazioni

Oltre al codice Q ed alle abbreviazioni più note, nei servizi di telecomunicazioni (e pertanto anche nelle radiocomunicazioni) sono usate altre abbreviazioni di carattere internazionale.

Ad esempio si ha il codice a cinque gruppi che figura nel Regolamento telegrafico e nel codice di servizio delle Compagnie Cable and Wireless Ltd, il codice telex, il codice per fac-simile, il codice Z, molte abbreviazioni del quale fanno parte di codici militari.

Vedrò di pubblicare nella rubrica QTC i codici che possono maggiormente interessare i radioamatori e i tecnici addetti alle telecomunicazioni.

In questo numero, in detta rubrica pubblichiamo ad esempio il codice Z relativo le emissioni fac-simile.

Sig. CORSINI G. - Napoli

Microfoni e amplificatori BF

Un microfono è caratterizzato dalla fedeltà ossia dalla curva di risposta in frequenza, dalla direttività (diagramma direzionale), dalla sensibilità cioè il livello di tensione di uscita che si esprime in mV/μbar ed anche in «dBV» un rapporto ad 1 V/μbar e dalla impedenza di uscita.

Fig. 9 - Oscillatore a quarzo della Oscilloquartz, tipo B1336, per la realizzazione di apparecchiature industriali con funzione di generatore di base tempo per sistemi digitali.

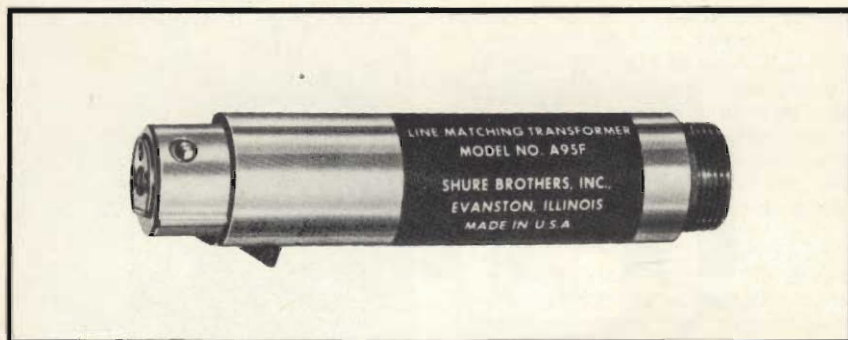



Fig. 10 - Trasformatore adattatore di impedenza per microfono (Shure Brother).

I microfoni direzionali, poco usati perché provocano con estrema facilità il noto fenomeno Larsen, sono sensibili alle variazioni di pressione dell'aria provenienti da tutte le direzioni, mentre quelli unidirezionali, detti anche a cardiode, sono sensibili alla differenza di pressione fra le due facce della membrana. La massima sensibilità ovviamente si ha nella parte anteriore, mentre su quella posteriore essa è ridotta da 10 a 25 dB. Molti microfoni sono anche sensibili all'effetto di prossimità, per cui avvicinando ad essi le labbra si ottiene un notevole aumento di rendimento.

In base all'impedenza di uscita i microfoni si definiscono a bassa e ad alta impedenza. I microfoni con impedenza, a 1 kHz, compresa fra 50 Ω e 500 Ω, sono detti a bassa impedenza mentre sono chiamati ad alta impedenza quelli con valore compreso fra 500 Ω e 150 kΩ.

Un microfono a bassa impedenza può essere collegato ad un cavo di notevole lunghezza mentre i microfoni ad alta impedenza richiedono in genere che la lunghezza della linea che li collega al preamplificatore non superi i 7 ÷ 8 m. Se un microfono da 25 kΩ è collegato, ad esempio, ad una linea di 7 m di lunghezza dà luogo ad una attenuazione 3 dB, a 10 kHz, mentre tale valore di attenuazione con un microfono avente impedenza di 150 Ω si avrebbe su una linea lunga circa 800 m.

Mentre i modelli a bassa impedenza hanno una sensibilità compresa fra 0,05 mV/b a 0,15 mV/b, cioè un livello di uscita compreso fra −75 e −85 dB, i modelli ad alta impedenza hanno una sensibilità dell'ordine di 2 mV/b che corrispondono ad un livello di −54 dBV, ragione per cui il relativo preamplificatore deve essere molto sensibile.

Il cattivo rendimento del suo complesso è dovuto al fatto che Lei ha collegato il microfono a bassa impedenza all'entrata ad alta impedenza del preamplificatore: per eseguire tale genere di collegamento era opportuno impiegare un trasformatore adattatore di impedenza come quello mostrato in figura 10.

Per rispondere infine all'ultima parte del suo quesito in figura 11 sono riportati i vari tipi di connessione microfoniche secondo le norme DIN 41524.

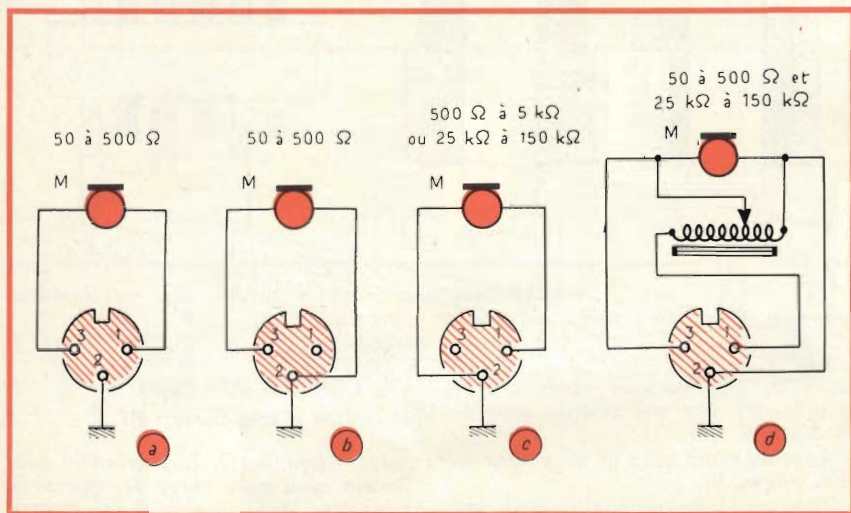



Fig. 11 - Prese di entrata per amplificatore-microfono di tipo normalizzato secondo le norme DIN 41524. *a* = cavo schermato a due conduttori, *b* = linea asimmetrica con cavo schermato ad un conduttore, *c* = microfoni ad alta impedenza, *d* = microfoni ad alta e bassa impedenza.

Sig. GRISALFULLI D. - Palermo

Diodi Schottky

I diodi Schottky al silicio della serie A2S100, A2G130 e A2G170 sono costruiti dalla AERTECH INDUSTRIE che in Italia è rappresentata dalla Metroelettronica. *Questo tipo di diodi ovviamente sono adatti per essere impiegati in circuiti per microonde.*

I tipi della serie A2S100 al silicio hanno una cifra di rumore di 6,5 dB, con contenitore tipo L (figura 12).

La cifra di rumore è stata misurata alla frequenza di 9375 MHz con una potenza dell'oscillatore locale di 1,0 mW.

I diodi Schottky all'arseniuro di gallio, serie A2G130 e A2G170, hanno una cifra di rumore compresa fra 5,5 dB e 6,5 dB a seconda del tipo (per banda X, KU, KX). Contenitore del tipo P o L.

La cifra di rumore in banda KU è stata misurata sulle frequenze di 16 GHz con potenza dell'oscillatore di circa 2 mW.

Da notare che la Aertech produce anche dei diodi a microonde per circuiti ibridi, che certamente le permetteranno di risolvere il suo problema. Le tecniche di montaggio che possono essere, usate comprendono la saldatura ultrasonica e la termocompressione.

Fig. 12 - Contenitore per diodi Schottky per microonde della Aertech. A sinistra contenitore tipo L a destra tipo P.

Chi desidera inserire avvisi, deve scrivere alla Redazione di Sperimentare, Via P. da Volpedo, 1 - 20092 Cinisello B. specificando il materiale che desidera acquistare o vendere o cambiare, e indicando nome e indirizzo completi.
La rubrica è gratuita per gli abbonati. Agli altri lettori chiediamo il parziale rimborso spese di lire 500 da inserire, anche in francobolli, nella richiesta.

● **OFFRO** Moog professionale a tastiera in scatola di montaggio L. 140.000.
— Sintetizzatore professionale a tastiera L. 200.000.
— Leslie elettronico e generatore di inviluppi L. 30.000 cad.
— Lineare 27 MHz - potenza output: 100 W - Pilotaggio da 1 a 15 W.
Alimentazione 220 V - Controlli: stand-by - ON/OFF - Plate - Tune - Microamperometro RF output - Spia stand-by e spia ON - L. 60.000 + s.p.
— Lineare 27 MHz - Potenza output: 20 W AM - 30 W SSB - Alimentazione 12 V, - 2 A - Pilotaggio: da 1 a 5 W AM sino a 10 W SSB - Trasmettitore 27 MHz - 7 W output L. 14.000.
Federico Cancarini - Via Bollani, 6 - 25100 Brescia - Tel. (030) 306.928.

● **OFFRO** scopo realizzo, Midland 13-887C nuovissimo - 5 W - 23 CH stazione base 220 Vc.a. e 12 Vc.c. 4 W RF, orologio timer incorporato, completo di 3 strumenti (RF/S meter, ROS meter, RF out meter), accessori ed istruzioni in imballo originale + preamplificatore microfonico UK 275 montato e funzionante + cavo di collegamento L. 190.000.
— Luci psichedeliche a tre canali con regolazione indipendente, dotate di triac da 8 A - L. 50.000.
Francesco Saverio Capaldo - Via Petrarca, 193 - 80122 Napoli.

● **OFFRO** due annate della rivista «Radiopratica» (anni 1970-71) a L. 7.000 e i seguenti libri:
Le valvole in pratica - I transistori in pratica - Fondamenti della radio a L. 10.000.
— Alimentatore stabilizzato, contenuto in mobile, con le seguenti caratteristiche: Vc.c. 0 ÷ 300 V 0,1 A; Vc.c. 0 ÷ 50 V 0,1 A; Vc.a. 0-4-6,3 V 4 A a L. 50.000.
Mario Fossati - Via Zezio, 55 - 22100 Como.

● **OFFRO** Lafayette HP 23 A con canali tutti quarzati, usato 2 anni, a L. 75.000 + ros-metro L. 5000 + antenna boomerang «mariner 2» con 20 metri di cavo L. 15.000 - anche singoli.
Gianalberto Marni - Viale Sarca, 91/A - 20125 Milano - Tel. (02) 64.24.166.

● **OFFRO** microscopio didattico Pallas 750x, completo L. 6000.
— H. Richter «La televisione» Celi L. 3000
— Zwirner «Istituzioni matematiche» Cedam 2 volumi per studenti E.C. L. 6000.
— Accensioni elettroniche autocostruite perfette L. 20.000 cad.
— Selezione radio-TV 1960 rilegata L. 2500.
— Selezione radio-TV 1961 rilegata L. 3500.
— Elettronica Oggi 1969 L. 2500; 1971 L. 5000; 1972 L. 5500; 1973 L. 7000.
Tonino Scaramucci - Via L. Fontanoni, 10 - 61029 Urbino

● **OFFRO** registratore Geloso mod. 681, 3 velocità con micro e 4 bobine-alimentazione 220 V L. 40.000.
— Radio-giradischi Philips da casa, 3 gamme OC + OM L. 70.000.
— Radio portatile Grundig FM-OM-OC, c.c. e c.a. L. 30.000.
— Citofono 2 posti interni 1 esterno amplificato, alimentazione stabilizzata, nuovo L. 50.000.
— Dizionario enciclopedico di Inglese, 3 volumi L. 20.000.
— Altoparlanti usati; rotondi - ellittici, varie misure, impedenza 4 Ω a richiesta.
Franco Massa - Via Jori, 12 - 28020 Pieve Vergonate

● **OFFRO** piastra stereo a cassetta Sony TC-129, nuova di fabbrica, imballata, con garanzia italiana, pagata L. 260.000 a L. 210.000.
Stefano Locatelli - Via Taro, 9 - 00199 Roma

● **OFFRO** Organo Farfisa, 5 ottave, 12 voci in 3 misure in pollici (16" - 8" - 4") più percussione per accompagnamento orchestra, il tutto allegato a potente amplificatore da 70 W con box, vendo o cambio con RX Trio o Drake più buon oscilloscopio non autocostruito e di caratteristiche professionali min. 5" input verticale c.c. e c.a., base tempi possibilmente molto lunga fino a quella standard. Accetto anche RX TX CB ma sempre con aggiunta oscilloscopio.
Luigi Quartieri - Via Tosco Romagnola, 400 - 56028 S. Miniato Basso (Pisa)

● **OFFRO o CAMBIO** con ottiche da ingrandimento, oscilloscopio, registratore stereo a cassette, piccolo organo elettronico, utensileria per legno o ferro, scooter funzionante, pompa elettrica o scoppio (mand. da 3/8 a 3/4 di pollice), quanto segue anche conguagliando:
5 annate di Selezione di Tecnica Radio TV, 2 annate di Sperimentare 15 volumi di elettronica, 1 corso di radiotecnica-oscilloscopi a transistori - (6 volumi - 3000 pag. ed R.TV), 10 numeri di CQ elettronica, 4 annate di Fotografare, la raccolta completa di tutti i fotografi, enciclopedia della fotografia (2 vol. Pernuzzo ed.), 3 volumi di tecnica fotografica - Tutto il materiale è come nuovo.
Filippo Di Giovanni - Via Vecchio Ospedale, 37 - 19100 La Spezia - Tel. (0187) 22339 dopo le 20.30.

● **OFFRO** causa rinnovo laboratorio, il seguente materiale con garanzia totale:
— 320 resistenze, 8 potenziometri, 1 commutatore, 5 trasformatori, 300 condensatori, 19 elettrolitici, 1 variabile doppio, 12 valvole, 1 gruppo AF funzionante + 1 non completo di valvole, 1 radio a valvole OM-OC + 1 a transistori da riparare, 1 microfono con interruttore e cordone 1 capsula microfonica, 5 deviatori per pannelli, 2 serie di 4 tasti per pannelli, 4 manopole, 2 altoparlanti + 1 custodia e ancora molto altro materiale... rame smaltato, 30 ancoraggi, minuterie ecc. L. 15.000.
— Amplificatore 4 W - 12 V (2W 9 V) L. 5000.
— Sintonizzatore VHF completo di preamplificatore AF e BF 60-160 MHz L. 9500.
— Generatore BF UK 437 15 Hz ÷ 22 kHz in 3 gamme senza contenitore ma funzionante (220 V) L. 19.000.
— Generatore di segnali UK 460 variabile da 85 a 105 MHz + frequenza fissa 10,7 MHz ancora imballato senza contenitore L. 7900.

— Impianto di luci psichedeliche 3 canali x 1000 W sensibilità regolabile singolarmente su ciascun canale, ingresso microfonico o da qualsiasi amplificatore, totalmente garantito L. 40.000.
Sergio Bruno - Via G. Petroni, 43/D - 70124 Bari

● **OFFRO** Dieci schede di calcolatori elettronici con molto materiale da recuperare a L. 3000.
— Impianto per luci psichedeliche a 3 canali L. 22.000.
— Radiospia sensibilissima L. 9.500.
— Ricevitore VHF UK 546 + interruttore a fotocellula UK 715 L. 9.500.
Stazione Gamma - P.O. Box, 6 - 20052 Monza

● **OFFRO** motocross competizione 50 c.c. - 10 HP - 11000 giri/min. - Telaio Verlicchi - ammortizzatori Orlandi 4 pos. Forche Morzocchi ∅ 32 mm - motore Minare Minarelli 6M competizione, preparato da Becattini Bruno, pronto gare L. 350.000 (pagato L. 490.000) oppure cambio con radiocomandi proporzionali 4/8 canali, articoli di modellismo, baracchini con minimo 10 W e materiale elettronico di ogni genere.
Massimo Brunetti - Via G. Tarlati, 106/9 - 52100 Arezzo - Tel. (0575) 33447.

● **OFFRO** mini-calcolatore «National Semiconductor» esegue le 4 operazioni fondamentali e i quadrati, 6 cifre, virgola fissa L. 25.000. Tratto solo con Milano.
Roberto Rosoni - Largo Quinto Alpini, 6 - 20145 Milano - Tel. (02) 49.81.298.

● **OFFRO** i numeri 2-5-6-7-8-9-10-11-12/1973; 1-8/1974; 11-12/1972 della rivista Radio Elettronica.
— numeri 4-5-8-9-10-11-12/1973; 3/1972; 1/1974 di CQ elettronica.
— Numeri 29-30-31-32-33 di Nuova Elettronica
— Numero 12/1973 di Elettronica Pratica
— Numeri 3-12/1972; 10-12/1973; 1-8/1974 di Sperimentare
— Volumi «Il laboratorio dello sperimentatore elettronico», «Le valvole in pratica», «I transistori in pratica».
Tutto in blocco L. 17.000. Per ritiro merce a domicilio L. 15.000. Spese postali a mio carico.
Sergio Chinni - Via G. Boccaccio, 4 - 40069 Zola Predosa - Tel. (051) 754.339.

● **OFFRO** impianti luci psichedeliche a 3 canali (acuti-bassi-medi) 800 W per canali a L. 30.000.
— Impianti luci psichedeliche a 6 canali, professionali per complessi e Dancing che separano tutti i toni, 800 W per canale o a richiesta più potenza per canale a L. 51.000.
— Alimentatori stabilizzati variabili 9 - 15 V - 1,5 A L. 18.000.
— Altri alimentatori a richiesta.
Giampaolo Puddu - Via Gabriele D'Annunzio, 32 - 20052 Monza - Tel. (039) 745.437 ore serali.

● **OFFRO** Lancia Fulvia coupé anno 1969 in ottimo stato a L. 1.300.000.
Giuseppe Voltattoni o Roberto Pezzola - Via Nomentana, 861/R - 00137 Roma - Tel. (06) 59.18.470.

● **OFFRO** L. 45.000 cad. 11 volumi, perfettamente rilegati ed impaginati in rigoroso ordine progressivo, relativi ad altrettante annate delle seguenti riviste:
— L'Antenna annata 1956 + ottobre-novembre-dicembre 1955 e annate dal 1957 al 1965 (quest'ultima non è rilegata)
— Radio Industria TV annata 1956 + novembre e dicembre 1955.
Sarei anche interessato al cambio con un oscilloscopio usato ma in buone condizioni e funzionante, da 5", possibilmente TES.
Giovanni del Gaudio - Via S. Filippo, 17 - 58031 Arcidosso - Tel. (0564) 966058.

● **OFFRO** multimetri digitali mod. ES210 K in scatola di montaggio nuovissimi - 3 cifre, polarità automatica, Vc.c.: 100 μV - 500 V, ohm: 100 mΩ ÷ 1 MΩ, Ic.c.: 100 mA ÷ 1 A. L. 90.000 cad. + spese postali.
— Multimetri digitali mod. ES210 con stesse caratteristiche sopra elencate ma già montati L. 130.000 + spese postali.
L. Catella - presso Sperimentare.

● **CERCO** radiotelefono 50 ÷ 100 mW non manomesso e funzionante - offro o cambio corso di radiotecnica vol. 1°, autori: Cavazzuti - Nobili - Passeri, edito dalla Calderini. Radio tecnica, autore M. Cataldi edito dalla Vannini. Transistori (costruzione ed impiego) autore Mozza edito dalla Delfino - Oscillografo a raggi catodici, autori Bandini Buti-Re, edizioni Delfino.
Riviste Radiopratica n. 9-10-11-12/ 1970. annata completa 1971. - Quattroruote n. 177-178-179/1970; 181-182-183-184-186-189-190-191-192 / 1971 193-194-195-198-200-201-202-203 / 1972; 205-206-207-208-209-210-211-212/1973.
Sergio Giusti - Via Divisione Acqui, 30/15 - 16166 Genova Quinto - Tel. (010) 335.872.

● **CERCO** trapanino elettrico 110 V - 150 W anche da aggiustare.
Istituto Professionale «Margaritone» - Via Fiorentina, 179 - 52100 Arezzo.

● **CERCO** ditta per la quale eseguire montaggi circuiti elettronici o piccoli cablaggi elettrici.
Mario Muratore - Via Cuneo 193 - 12045 Fossano

● **CERCO** ricetrasmettitore HB 23 A o altro modello della Lafayette purché di 23 canali e 5 W, seminuovo. Tratto solo con Salerno e provincia.
Francesco De Marco Via Giovanni Lanzalone , 64 - 84100 Salerno Tel. (089) 391.533.

● **CAMBIO** accensione elettronica a scarica capacitiva per motore a 4 cilindri e 6000 giri nuova autocostruzione, di sicuro funzionamento, con una macchina fotografica formato 24x36 di qualsiasi marca con obbiettivo di almeno 4 lenti e telemetro, oppure con una coppia di baracchini da almeno 1 W.
Felice Gastaldi Via Gramsci 4 - 10023 Chieri.

K7 PHILIPS
i portatili che registrano come "professional"

intermarco - farner

N 2221: seleziona il livello di registrazione automaticamente

Un sistema automatico di controllo del livello di registrazione consente di ottenere, in ogni situazione, i migliori risultati.
N 2221 ha il cuore fedele dei professionali Philips e fornisce prestazioni di alta qualità.
Alimentazione a rete e a pile, microfono con telecomando, prese per cuffia e altoparlante supplementare.
Un portatile della gamma K7 Philips.

PHILIPS

WEGA

la migliore tecnica ed estetica tedesca è arrivata anche in Italia

WEGA, la casa tedesca che da più di mezzo secolo contribuisce in modo decisivo all'evoluzione della radiotecnica, con i suoi famosi compatti ha dato una nuova dimensione all'alta fedeltà.
Ciò è stato possibile grazie alla perfezione costante e alla creazione di forme e tecniche inedite, frutto della tradizione di questa impresa di grandissima esperienza.
La combinazione illustrata in questa pagina ne è un classico esempio.

COMBINAZIONE STUDIO HI-FI 3212B composta da:

1 - Sinto-amplificatore con cambiadischi stereo

Sezione Sintonizzatore
Gamme d'onda: FM - OM - OC - OL
Sensibilità FM: 2 μV
5 tasti di preselezione in FM

Sezione Amplificatore
Potenza di uscita: 2 x 18 W RMS, 2 x 25 W musicali
Distorsione armonica: 0,6%
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 3 dB
Stadi di uscita protetti

Cambiadischi
Tipo Dual 1216 con testina magnetica Shure M 75 D
Dimensioni: 720 x 190 x 330

2 - Casse acustiche LB 3516
A due vie
Banda passante: 40 ÷ 20.000 Hz
Potenza continua: 25 W
Frequenza di taglio crossover: 2.200 Hz
Impedenza: 4 - 8 Ω
Dimensioni: 450 x 290 x 100

RICHIEDETE I PRODOTTI WEGA AI MIGLIORI RIVENDITORI
Catalogo a FURMAN S.p.A.
Via Ferri 6 - 20092 CINISELLO B. (MI)

Antenna GROUND PLANE in ¼ λ per installazioni fisse

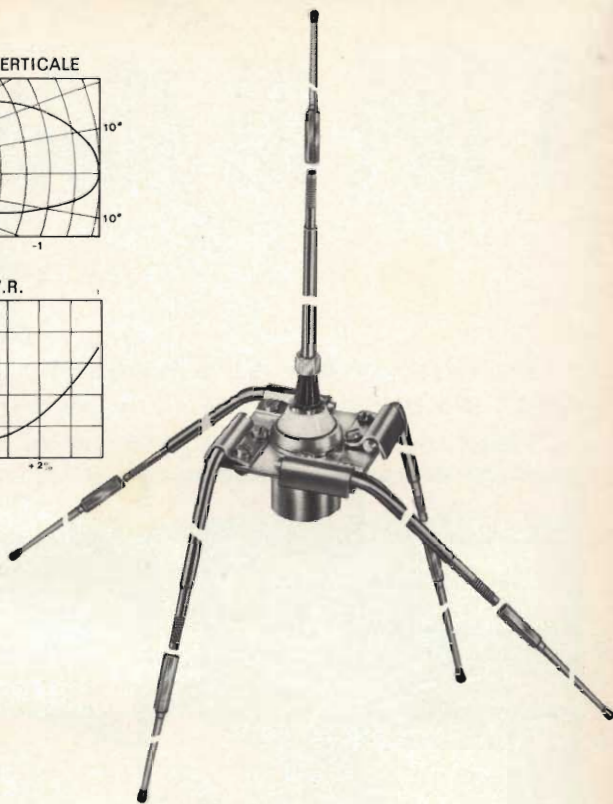
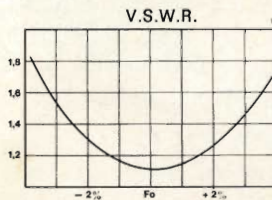
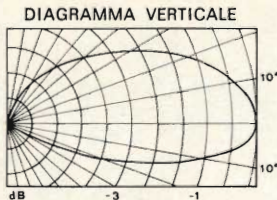
MODELLO GPV 27

CARATTERISTICHE MECCANICHE ED ELETTRICHE

Irradiante e Piano di terra
Formati da uno stilo in anticorodal e uno stilo in fibra di vetro con trecciola di rame argentato incorporata.

Base
In Nylon e anticorodal, contatti argentati in bronzo fosforoso.
Fissaggio mediante manicotto da 1" gas.

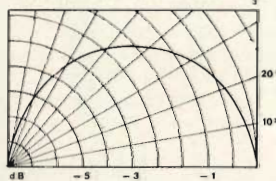
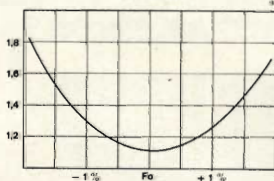
Connettore
Tipo UHF (U. S. MIL. SO 239) 50 Ω.
Frequenza: 27 MHz.
Larghezza di banda ± 2% dal centrobanda - VSWR ≤ 1,50 : 1,00.
Potenza massima: 500 W.
Ogni antenna viene controllata alla frequenza di centro banda.

ELETTROMECCANICA
caletti s.r.l.

20127 MILANO - Via Felicita Morandi, 5 - Telefono (02) 28.27.762 - 28.99.612

CATALOGHI A RICHIESTA - SPEDIZIONI IN CONTRASSEGNO

Antenna veicolare con LOAD - MIXER per le gamme CB - AM/FM

MODELLO CHARLIE 27

DIAGRAMMA VERTICALE

V.S.W.R.

CARATTERISTICHE MECCANICHE E ELETTRICHE

Irradiante
Trecciola di rame argentata incorporata nello stilo in fibra di vetro.
Molla di smorzamento oscillazioni in acciaio inox.
Snodo a sfera con posizionamento a tacche ogni 15°.
In dotazione chiave per bloccaggio snodo.
Lunghezza totale circa mm. 1600.

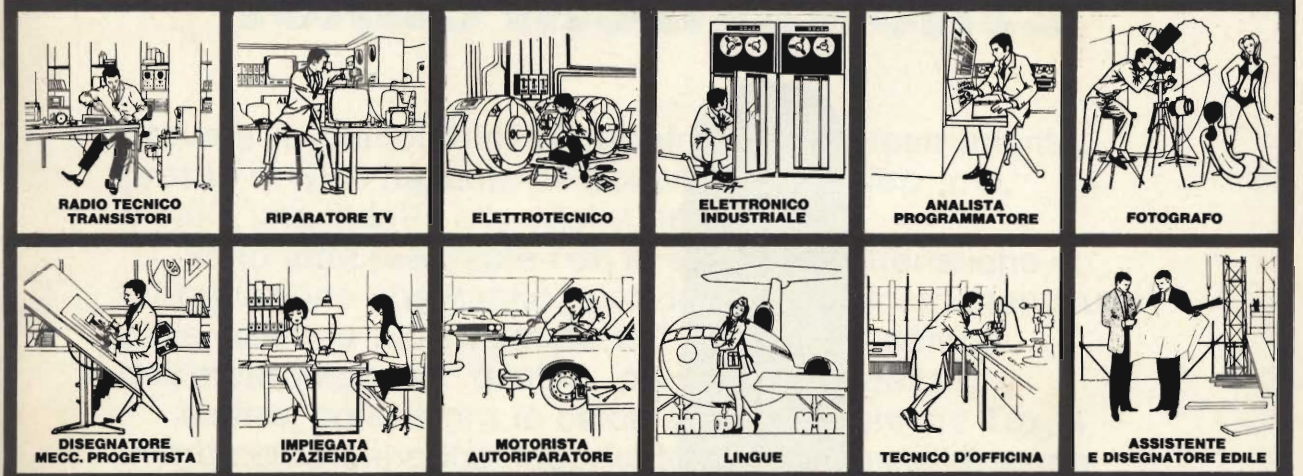
Base
In anticorodal e Nylon, contatti argentati in bronzo fosforoso.

Connettore
Tipo UHF (U. S. MIL. SO 239) 50 Ω.
Foro di fissaggio Ø mm. 16 - Spessore bloccabile mm. 0 ÷ 8.
Frequenza MHz 27.
Larghezza di banda ± 1% dal centrobanda - VSWR ≤ 1,50 : 1,00.
Potenza massima: 50 W.

Filtro
Contenitore in ferro stagnato a caldo.
Circuito protetto in EP 6145.
Disaccoppiamento banda 27 MHz ≥ 40 dB.
Attenuazione di passaggio AM - FM ≤ 1 dB.
Connettore d'accoppiamento all'antenna Tipo UHF (U.S. MIL. PL 259).
Connettore d'accoppiamento R. T. Tipo UHF (U. S. MIL. SO 239).
Trimmer di taratura per un perfetto adattamento di impedenza.
In dotazione m. 4 di Cavo RG 58 A/U, completo di Connettori Tipo UHF (U. S. MIL. PL 259) e m. 1,30 di Cavo Radio a bassa perdita con terminali Plug Ø 3 mm.

ONDE OTTENERE OTTIME PRESTAZIONI CONNETTERE IL FILTRO DIRETTAMENTE ALL'ANTENNA.

VOLETE GUADAGNARE DI PIU'? ECCO COME FARE

Imparate una professione «ad alto guadagno». Imparatela col metodo più facile e comodo. Il metodo Scuola Radio Elettra: la più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza, che vi apre la strada verso professioni quali:

Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: le imparerete seguendo i corsi per corrispondenza della Scuola Radio Elettra.
I corsi si dividono in:

CORSI TEORICO-PRATICI
RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA.
Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI PROFESSIONALI
ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE.
Imparerete in poco tempo ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO-NOVITÀ
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI.
Per affermarsi con successo nell'affascinante mondo dei calcolatori elettronici.

E PER I GIOVANISSIMI
c'è il facile e divertente corso di SPERIMENTATORE ELETTRONICO.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione.

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucatela senza francobollo), oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa.

Noi vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.

Via Stellone 5/154
10126 Torino

dolci adv.

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI
(segnare qui il corso o i corsi che interessano)
PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO
MITTENTE:
NOME
COGNOME
PROFESSIONE ETÀ
VIA N.
CITTÀ
COD. POST. PROV.
MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐
PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐

154

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A. D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

HELLESENS
TYPE 724
musik
3 VOLT

La GBC Italiana vi offre la qualità, la precisione e il prezzo Texas Instruments.

Provate le calcolatrici elettroniche Texas Instruments presso la GBC Italiana: ne troverete senz'altro una, o più d'una, adatta alle vostre necessità.

Sono tutte realizzate con le stesse caratteristiche di fabbricazione che hanno fatto della Texas Instruments una delle aziende più rinomate del mondo nel campo dell'elettronica per qualità, precisione e prezzo.

Inoltre, poiché ora le calcolatrici elettroniche Texas Instruments vengono fabbricate in Italia, esse possono fruire di un'assistenza rapida e di prim'ordine e di una reale garanzia di un anno sui componenti e la manodopera.

Le calcolatrici Texas Instruments sono ribassate di prezzo.

Confrontatele con quelle della concorrenza e vedrete che, comunque, Texas Instruments dà molto più valore al vostro denaro.

Texas Instruments.
L'elettronica sulla punta delle vostre dita.

Texas Instruments
calcolatrici elettroniche

In vendita presso tutte le sedi GBC in Italia